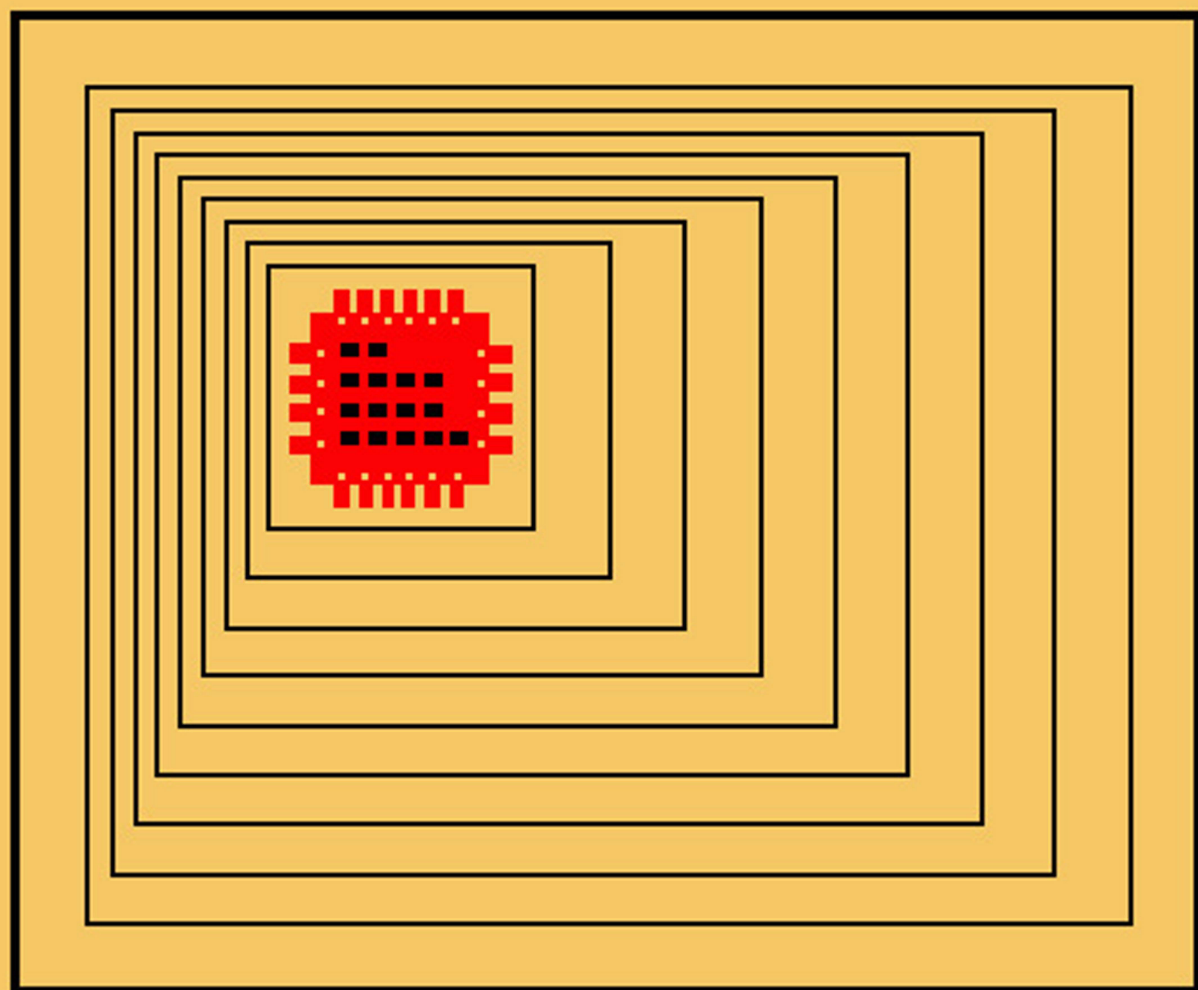
О. В. ДОБРОНЕВСКИЙ

справочник по радио-электронике



6Ф(083)
Д56

УДК 621.38 + 621.396 (03)

Справочник по радиоэлектронике. Доброневский О. В. Киев, издательское объединение «Вища школа», 1978, 360 с.

В справочнике рассмотрены вопросы теории и расчета основных радиотехнических схем, приведены справочные сведения по различным разделам радиоэлектроники.

Справочник рассчитан на учащихся техникумов, изучающих радиоэлектронику. Может быть использован также радиолюбителями и широким кругом читателей, интересующихся радиоэлектроникой.

Табл. 63. Ил. 323. Список лит.: 10 назв.

Редакция литературы по
кибернетике, электронике н энергетике
Зав. редакцией *А. В. Дьячков*

Д $\frac{30401-036}{М211(04)-78}$ 194—78

ОГЛАВЛЕНИЕ

Глава VI. **Радиопередающие устройства**

Глава VII. **Радиоприемные устройства**

Глава VIII. **Импульсная техника**

Глава IX. **Телевидение**

ПРЕДИСЛОВИЕ

Могучими средствами ускорения научно-технического прогресса являются электроника, радиотехника и электронно-вычислительная техника. XXV съезд КПСС поставил задачу дальнейшего увеличения выпуска в десятой пятилетке приборов и средств автоматизации в 1,6—1,7 раза и вычислительной техники в 1,8 раза. Намечается значительное увеличение количества и повышение качества радиотехнических изделий. При этом предусматривается широкое применение изделий микроэлектроники, повышение точности и надежности электронной техники.

Предлагаемая книга предназначена для учащихся техникумов и ставит своей целью оказать им помощь в усвоении теории и методов расчета основных радиотехнических схем. В книге приведены справочные данные некоторых функциональных элементов радиоаппаратуры. Справочник поможет учащимся закрепить теоретический учебный материал, а также выполнить конкретные расчетно-практические работы.

Радиоэлектроника представляет собой широкую отрасль знаний, следовательно, охватить в одном справочнике все разделы радиоэлектроники невозможно.

При отборе материала справочника были учтены учебные программы, которые предусмотрены учебными планами большинства специальностей техникумов радиотехнического профиля. К ним относятся основы радиотехники, электровакуумные и полупроводниковые приборы, электронные усилители, радиопередающие и радиоприемные устройства, импульсная техника и телевидение.

Настоящий справочник является третьим переработанным и дополненным изданием. Введен материал, относящийся к полевым транзисторам и интегральным микросхемам.

Увеличено количество схем функциональных узлов на полупроводниковых приборах.

Учитывая, что в настоящее время еще эксплуатируется и выпускается радиоэлектронная аппаратура на электронных лампах, материал, относящийся к электровакуумным приборам и их применению, сокращен незначительно.

Отзывы и пожелания просим направлять по адресу: 252054, Киев-54, Гоголевская, 7, Головное издательство издательского объединения «Вища школа».

ГЛАВА I. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ ПО ЭЛЕКТРОТЕХНИКЕ

1. Электрические цепи с активным сопротивлением

Активное сопротивление R (Ом) проводника, имеющего длину l (м) и поперечное сечение S (м^2), определяется по формуле

$$R = \rho \frac{l}{S},$$

где ρ — удельное сопротивление материала проводника, Ом · м. Значение удельных сопротивлений некоторых материалов приведены в табл. 1.

Величина, обратная сопротивлению, называется проводимостью:

$$G = \frac{1}{R} = \gamma \frac{S}{l},$$

где γ — удельная проводимость материала, 1/(Ом · м).

Активное сопротивление проводника зависит от температуры:

$$R_{T_1} = R_{T_2}[1 + \alpha (T_2 - T_1)],$$

где R_{T_1} — сопротивление при температуре T_1; R_{T_2} — сопротивление при температуре T_2; α — температурный коэффициент вещества, 1/° С.

При последовательном соединении активных сопротивлений резисторов, показанном на рис. 1, *а*, общее сопротивление равно сумме всех сопротивлений:

$$R_{\text{общ}} = R_1 + R_2 + R_3 + \cdots + R_n.$$

При параллельном соединении (рис. 1, *б*) общая проводимость равна сумме всех проводимостей:

$$G_{\text{общ}} = G_1 + G_2 + G_3 + \cdots + G_n,$$

или

$$\frac{1}{R_{\text{общ}}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \cdots + \frac{1}{R_n}.$$

Величина падения напряжения на активном сопротивлении R при протекании через него постоянного тока I определяется на основании закона Ома:

$$U_R = IR.$$

Количество электрической энергии, преобразуемой в проводнике в тепловую, определяется по закону Джоуля — Ленца:

$$W = I^2Rt \text{ [Дж]},$$

где I — сила тока, А; R — сопротивление, Ом; t — время протекания тока, с.

Мощность, затрачиваемая на выделение тепла при протекании постоянного тока через сопротивление R:

$$P = I^2R = \frac{U_R^2}{R} = U_R I.$$

Таблица 1

Удельное сопротивление некоторых материалов при 18° С

Материал	Удельное сопротивление, Ом·м	Материал	Удельное сопротивление, Ом·м
Алюминий	$2{,}7\cdot10^{-8}$	Медь	$1{,}68\cdot10^{-8}$
Вольфрам	$5{,}3\cdot10^{-8}$	Никель	$7{,}3\cdot10^{-8}$
Железо	$9{,}9\cdot10^{-8}$	Платина	$1{,}05\cdot10^{-7}$
Константан	$4{,}7\cdot10^{-7}$	Ртуть	$9{,}54\cdot10^{-7}$
Латунь	$6{,}3\cdot10^{-8}$	Серебро	$1{,}58\cdot10^{-8}$

Мощность, затрачиваемая на выделение тепла при протекании через сопротивление R переменного тока, определяется действующими (эффективными) значениями тока и напряжения:

$$P = I^2R = \frac{U^2}{R} = UI.$$

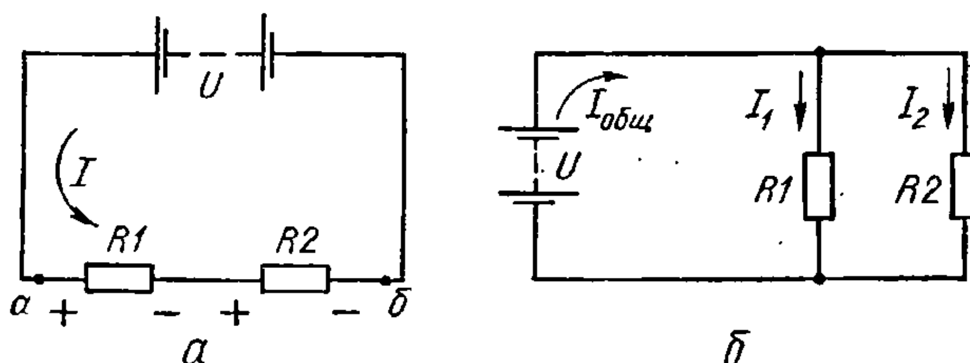


Рис. 1. Соединение сопротивлений:
а — последовательное; *б* — параллельное.

Если известны амплитудные значения тока и напряжения, то

$$P = \frac{I_m^2R}{2} = \frac{U_m^2}{2R} = \frac{U_mI_m}{2}.$$

В цепи переменного тока с активным сопротивлением ток совпадает по фазе с напряжением. Поэтому закон изменения напряжения на активном сопротивлении всегда соответствует закону изменения тока.

Если через проводник протекает переменный ток высокой частоты, то необходимо учитывать влияние поверхностного эффекта, т. е. увеличение активного сопротивления проводника из-за вытеснения тока к его поверхности.

Активное сопротивление провода круглого сечения переменному току определяют по формуле

$$R = R_0 p,$$

где R_0 — активное сопротивление провода постоянному току, p — коэффициент, зависящий от частоты тока.

Для нахождения коэффициента p вычисляют величину

$$x = 440d \sqrt{\frac{f}{\rho}},$$

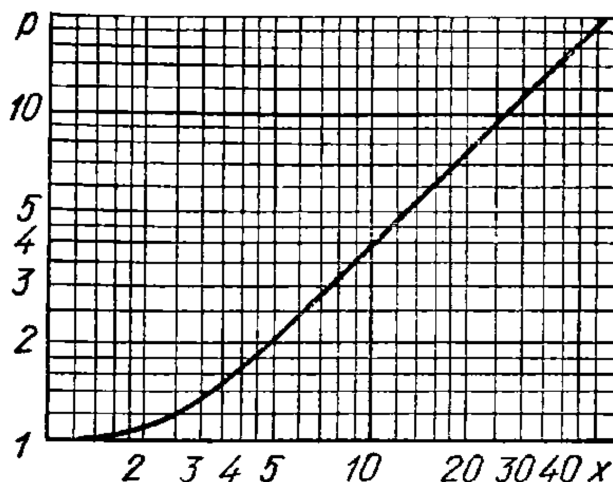


Рис. 2. График для определения коэффициента p.

где d — диаметр провода, мм; f — частота тока, кГц; ρ — удельное сопротивление, Ом · м. Затем по кривой $p = f(x)$ (рис. 2) находят значение p.

2. Электрические цепи с емкостью

Конденсатор состоит из двух проводников (обкладок), разделенных диэлектриком.

Важнейшим параметром конденсатора является его емкость C. Величина заряда на обкладках конденсатора q прямо пропорциональна разности потенциалов (напряжению) между обкладками U и величине емкости:

$$q = CU.$$

Емкость измеряется в фарадах (Ф). Одна фарада соответствует емкости такого проводника, которому для повышения его потенциала на 1 В нужно сообщить 1 Кл электричества. На практике пользуются дольными единицами емкости — микрофарадами (1 мкФ $= 10^{-6}$ Ф) и пикофарадами (1пФ $= 10^{-12}$ Ф $= 10^{-6}$ мкФ).

Емкость плоского конденсатора

$$C = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 S}{d},$$

где ε — относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика (табл. 2); ε_0 — электрическая постоянная, равная

$$\varepsilon_0 = \frac{1}{4\pi \cdot 9 \cdot 10^9} = 8{,}85 \cdot 10^{-12}\,\frac{\text{Ф}}{\text{м}},$$

S — площадь пластины, м^2; d — расстояние между пластинами, м.

Емкость цилиндрического конденсатора

$$C = \frac{2\pi\varepsilon\varepsilon_0 l}{\ln \frac{r_2}{r_1}},$$

где $l\varepsilon$ — длина конденсатора, м; r_1 и r_2 — радиусы внутренней и внешней обкладок соответственно, м.

При параллельном соединении конденсаторов (рис. 3, *а*) общая емкость равна сумме всех емкостей:

$$C_{общ} = C_1 + C_2 + C_3 + \cdots + C_n.$$

Таблица 2

Значения относительной диэлектрической проницаемости некоторых веществ

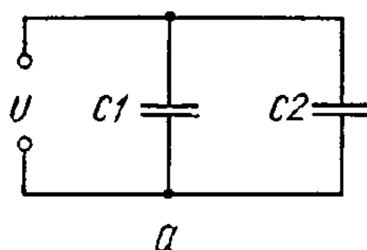
Вещество	ε	Вещество	ε
Вода	81	Плексиглаз	3,3
Воздух	1,0006	Слюда	6,0
Керосин	2,1	Стекло	7,0
Парафин	2,1	Титанат бария	1220
Парафинированная бумага	2,2	Эбонит	4,3
		Янтарь	2,8

При последовательном соединении конденсаторов (рис. 3, *б*) общая емкость

$$C_{общ} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \cdots + \frac{1}{C_n}}.$$

Ток в цепи с емкостью прямо пропорционален величине емкости и скорости изменения напряжения на обкладках конденсатора:

$$i_C = C\frac{du_C}{dt}.$$



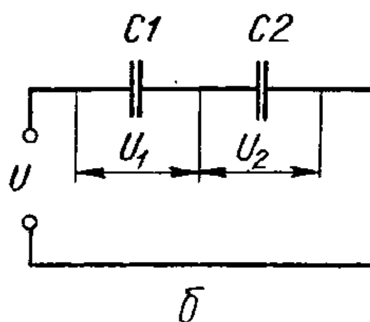


Рис. 3. Соединение конденсаторов: *а* — параллельное; *б* — последовательное.

Направление тока зависит от знака производной $\frac{du_C}{dt}$, т. е. от того, заряжается конденсатор или разряжается. Производная положительна (u_C возрастает) при зарядке конденсатора и отрицательна при разрядке.

В процессе зарядки конденсатора источник отдает некоторое количество энергии, которая накапливается в электрическом поле конденсатора:

$$W_C = \frac{Cu_C^2}{2}.$$

При подключении конденсатора к источнику в первое мгновение в цепи происходит упорядоченное движение зарядов, т. е. появляется ток, а затем по мере накопления зарядов на обкладках — напряжение. Следовательно, в цепи с емкостью ток опережает напряжение во времени.

Если конденсатор подключить к источнику электрической энергии с синусоидальным напряжением, то обкладки периодически перезаряжаются и в проводах, соединяющих конденсатор с источником, проте-

кает переменный ток

$$i = C\frac{du}{dt} = C\frac{d(U_m \sin \omega t)}{dt} = U_m\omega C \cos \omega t = U_m\omega C \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right).$$

Из формулы следует, что ток сдвинут по фазе относительно напряжения на угол $\frac{\pi}{2}$ в сторону опережения.

Амплитудное значение тока через емкость

$$I_m = U_m\omega C.$$

Величина электрического сопротивления цепи с емкостью

$$X_C = \frac{U_m}{I_m} = \frac{U_m}{U_m\omega C} = \frac{1}{\omega C}.$$

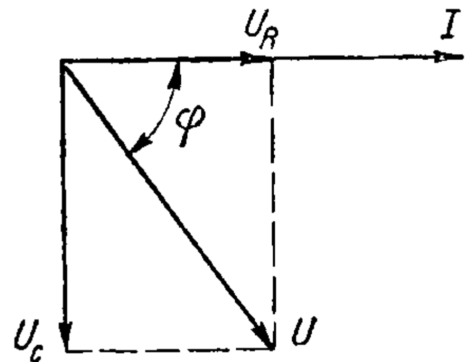


Рис. 4. Векторная диаграмма последовательной RC-цепи.

Реактивное емкостное сопротивление в комплексной форме

$$\dot{X}_C = X_C e^{-j\frac{\pi}{2}} = -jX_C.$$

Мгновенная мощность в цепи с емкостью

$$P = \frac{U_m I_m}{2} \sin 2\omega t.$$

Переходя к действующим значениям тока и напряжения, получаем:

$$P = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sin 2\omega t = UI \sin 2\omega t.$$

Из этой формулы следует, что мгновенная мощность, развиваемая током в цепи с емкостью, изменяется по синусоидальному закону с удвоенной частотой по сравнению с частотой тока и напряжения. Так как среднее значение синусоиды за период равно нулю, то и средняя мощность в цепи с емкостью равна нулю. Поэтому электрическая мощность в цепи с емкостью и емкостное сопротивление являются реактивными.

В реальных цепях всегда имеется активное сопротивление. На рис. 4 показана векторная диаграмма цепи, состоящей из источника синусоидального напряжеиия, емкости C и активного сопротивления R, соединенных последовательно. Ток I, протекая через активное и емкостное сопротивления, создает на них падение напряжения U_R и U_C. Напряжение U_R совпадает по фазе с током, напряжение U_C отстает от тока на угол $\frac{\pi}{2}$, т. е. 90°. Напряжеиие источника U определяется как геометрическая сумма векторов $\overline{U}_R$ и $\overline{U}_C$. Из диаграммы видио, что ток теперь опережает напряжение на угол $\varphi < 90°$, и чем больше величина R (а следовательио, и U_R), тем этот угол меньше.

Активное сопротивление изменяет также энергетический режим цепи с емкостью.

Соотношение между активной и реактивной мощностями зависит от угла сдвига фаз между током и напряжением источника.

Активная мощность

$$P_R = U_R I = UI \cos \varphi = P \cos \varphi.$$

Реактивная мощность

$$P_X = U_C I = UI \sin \varphi = P \sin \varphi.$$

Полная мощность цепи

$$P = \sqrt{P_R^2 + P_X^2} = UI.$$

Величина cos φ, входящая в формулу P_R, называется коэффициентом мощности. Значение коэффициента мощности можно выразить через сопротивления цепи:

$$\cos \varphi = \frac{R}{Z} .$$

где Z — полное сопротивление цепи, равное:

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2},$$

т. е. определяемое так же, как напряжение и мощность, геометрическим суммированием.

3. Электрические цепи с индуктивностью

При протекании тока через катушку вокруг ее витков образуется магнитное поле, характеризующееся магнитной индукцией, магнитным потоком, напряженностью.

Магнитная индукция B равна отношению силы F, действующей в магнитном поле на единицу длины проводника l перпендикулярно направлению поля, к силе тока в проводнике I:

$$B = \frac{F}{Il} .$$

Единица измерения магнитной индукции — тесла (Т). Тесла — индукция такого однородного магнитного поля, которое действует с силой 1 Н на каждый метр длины прямолинейного проводника, расположенного перпендикулярно направлению поля, если по этому проводнику течет ток силой 1 А:

$$1Т = \frac{1Н}{1А \cdot 1м} = 1Н/(А \cdot м).$$

В расчетах иногда применяется более мелкая единица магнитной индукции — гаусс (Гс)

$$1Гс = 10^{-4}\ Т.$$

Магнитный поток Φ представляет собой поток вектора магнитной индукции через поверхность S:

$$\Phi = BS.$$

Единица измерения магнитного потока — вебер (Вб). Вебер — магнитный поток, создаваемый однородным магнитным полем с индукцией

в 1 Т через площадку в 1 м², нормальную к направлению поля:

$$1 Вб = 1 Т \cdot 1 м^2 = 1 Т \cdot м^2.$$

Суммарный магнитный поток, пронизывающий все витки контура, называется потокосцеплением:

$$\Psi = \Phi N,$$

где N — число витков.

Напряженность магнитного поля H характеризует магнитное поле токов и не зависит от свойств среды:

$$H = \frac{B}{\mu \mu_0},$$

где μ — магнитная проницаемость среды, равная отношению магнитной индукции B поля в данной среде к магнитной индукции B_0 в вакууме $\left(\mu = \frac{B}{B_0}\right)$; μ_0 — магнитная постоянная, равная $4\pi \cdot 10^{-7}$ г/м $= 1,26 \times 10^{-6}$ г/м.

Единица измерения напряженности магнитного поля — ампер на метр (А/м).

Ампер на метр — напряженность такого магнитного поля, индукция которого в вакууме равна $4\pi \cdot 10^{-7}$ Т.

Важнейший параметр катушки — индуктивность, которая является коэффициентом пропорциональности между потокосцеплением Ψ и величиной тока, соответствующего данному потокосцеплению:

$$\Psi = LI.$$

Э. д. с. самоиндукции, возникающая в катушке, определяется скоростью изменения потокосцепления:

$$e_L = -\frac{d\Psi}{dt} = -L\frac{dI}{dt},$$

т. е. величина э. д. с. самоиндукции прямо пропорциональна индуктивности катушки и скорости изменения тока.

За единицу индуктивности принимают индуктивность такого контура, с которым сцеплен магнитный поток в 1 Вб, когда по контуру течет ток силой 1 А. Такая индуктивность называется генри (Г). Более мелкие (дольные) единицы индуктивности — миллигенри (1 мГ $= 10^{-3}$ Г) и микрогенри (1 мкГ $= 10^{-6}$ Г). Индуктивность катушки зависит от ее размеров, количества витков и магнитной проницаемости среды.

При последовательном соединении катушек общая индуктивность равна сумме всех индуктивностей:

$$L_{общ} = L_1 + L_2 + L_3 + \cdots + L_n.$$

При параллельном соединении катушек общая индуктивность

$$L_{общ} = \frac{1}{\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \cdots + \frac{1}{L_n}}.$$

Напряжение на индуктивности U_L уравновешивает э. д. с. самоиндукции e_L:

$$U_L = -e_L = L\frac{dI}{dt}.$$

Полярность напряжения на катушке зависит от знака производной $\frac{dI}{dt}$.

При возрастании тока производная положительна и напряжение U_L также положительно. В этом случае полярность напряжения на зажимах катушки определяется по тому же правилу, что и на активном сопротивлении. При уменьшении тока полярность напряжения U_L обратная.

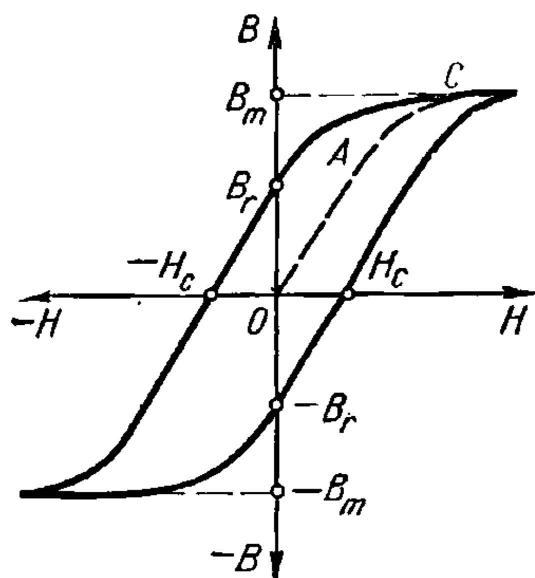


Рис. 5. Петля гистерезиса.

Величина энергии, которая накапливается в магнитном поле катушки, прямо пропорциональна индуктивности и квадрату тока, протекающего через катушку:

$$W_L = \frac{LI^2}{2}.$$

В момент подключения катушки к источнику на катушке возникает э. д. с. самоиндукции, равная приложенному напряжению, поэтому в первый момент в цепи с индуктивностью ток равен нулю. Следовательно, в цепи с индуктивностью напряжение опережает ток во времени.

На работу катушек с сердечником из ферромагнитного материала существенно влияет процесс перемагничивания сердечника. Из-за инерционности элементарных магнитных областей, имеющихся в сердечнике, происходит запаздывание изменений магнитной индукции от соответствующих изменений напряженности поля. График функции $B = f(H)$ (петля гистерезиса) изображен на рис. 5. При увеличении намагничивающего тока, а следовательно, и величины H магнитная индукция достигает максимального значения $+B_m$ и в дальнейшем практически не возрастает (область насыщения). При уменьшении напряженности до нуля магнитная индукция имеет значение B_r (остаточная индукция). Для уменьшения индукции до нуля необходимо увеличивать ток, изменив его направление. Значение напряженности H_c, при котором $B = 0$, называется коэрцитивной силой. При дальнейшем увеличении тока обратного направления магнитнаи индукция достигает значения $-B_m$.

В зависимости от значения коэрцитивной силы ферромагнитные материалы делятся на две группы: магнитно-мягкие и магнитно-твердые. Магнитно-мягкие материалы имеют $H_c < 400$ А/м (техническое железо, электротехнические стали, пермаллой, магнитодиэлектрики). К магнитно-мягким материалам относятся ферриты, обладающие очень большим удельным сопротивлением.

К магнитно-твердым материалам относятся углеродистые, вольфрамовые, хромистые, кобальтовые стали и различные сплавы (ални, алнико и др.). Магнитно-твердые материалы используют в основном для изготовления постоянных магнитов.

При синусоидном изменении напряжения, приложенного к цепи, содержащей индуктивность L, ток также периодически изменяется. Поэтому на индуктивности возникает э. д. с. самоиндукции, которая, по правилу Ленца, всегда направлена навстречу э. д. с. источника. Появление э. д. с. самоиндукции ограничивает величину тока в цепи, что равносильно увеличению сопротивления этой цепи.

При условии, что активное сопротивление катушки равно нулю, все напряжение, приложенное к катушке, полностью идет на преодоление э. д. с. самоиндукции, т. е. мгновенные значения напряжения источника U и э. д. с. e_L в любой момент равны по абсолютной величине, но противоположны по знаку:

$$U = -\omega L I_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = \omega L I_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = \omega L I_m \cos \omega t.$$

Из последней зависимости следует, что если через катушку проходит синусоидальный ток, то приложенное напряжение также изменяется по синусоидальному закону, но опережает ток по фазе на угол $\frac{\pi}{2}$. Напряжение на индуктивности достигает максимального (амплитудного) значения в моменты, когда $\cos \omega t = 1$:

$$U_m = \omega L I_m.$$

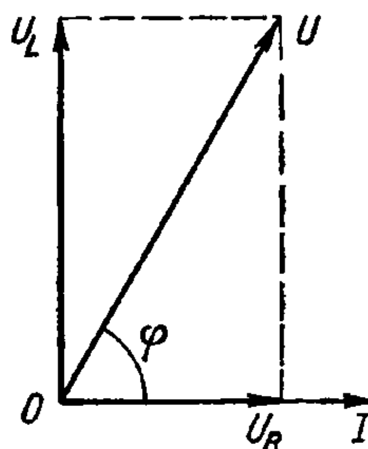


Рис. 6. Векторная диаграмма для последовательной RL-цепи.

Величина сопротивления, которое оказывает индуктивность,

$$X_L = \frac{U_m}{I_m} = \omega L.$$

Индуктивное сопротивление в комплексной форме

$$\dot{X}_L = X_L e^{j\frac{\pi}{2}} = jX_L .$$

Мгновенная мощность в цепи с индуктивностью

$$p = \frac{U_m I_m}{2} \sin 2\omega t.$$

Переходя к действующим значениям тока и напряжения, получаем:

$$p = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_m}{\sqrt{2}} \sin 2\omega t = UI \sin 2\omega t.$$

Последнее равенство показывает, что средняя мощность за период в цепи с индуктивностью равна нулю.

При добавлении в цепь с индуктивностью активного сопротивления изменяется угол сдвига по фазе между током и напряжением. Фазовые соотношения наглядно видны на векторной диаграмме, построенной для последовательной RL-цепи (рис. 6). Падение напряжения на активном сопротивлении U_R совпадает по фазе с током, а напряжение на индуктивности U_L опережает ток на угол $\frac{\pi}{2}$. Напряжение источника U определяется как геометрическая сумма векторов $\overline{U}_R$ и $\overline{U}_L$. Из диаграммы видно, что напряжение теперь опережает по фазе ток на угол $\varphi < \frac{\pi}{2}$.

Активное сопротивление изменяет также энергетический режим цепи с индуктивностью.

Активную P_R и реактивную P_X мощности можно выразить через фазовый угол:

$$P_R = U_R I = UI \cos\varphi = P \cos \varphi;$$
$$P_X = U_L I = UI \sin\varphi = P \sin\varphi.$$

Полная мощность цепи

$$P = \sqrt{P_R^2 + P_X^2}.$$

Полное сопротивление цепи

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2}.$$

Взаимоиндукция. Магнитные силовые линии, расположенные вокруг проводника с током, могут пересекать другой проводник, в котором будет наводиться э. д. с. Такое явление называется взаимной индукцией. Если в непосредственной близости расположены две катушки (рис. 7) и к одной из них — первичной — подключен источник переменного напряжения, а к другой — вторичной — сопротивление R, то часть полного магнитного потока Φ_1, созданного током в первичной катушке, пронизывает витки не только первичной, но и вторичной катушки и при изменениях тока наводит в ней э. д. с. взаимоиндукции:

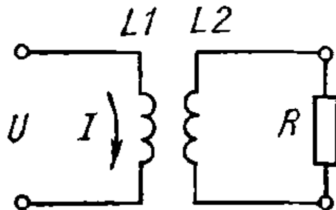


Рис. 7. Связанные катушки индуктивности.

$$E_{вн} = -\frac{d\Phi_{1,2}}{dt}.$$

Здесь $\Phi_{1,2}$ — часть потока Φ_1, которая пронизывает витки вторичной катушки. Магнитный поток $\Phi_{1,2}$ прямо пропорционален току I_1, протекающему по первичной катушке, т. е.

$$\Phi_{1,2} = MI_1,$$

где M — коэффициент пропорциональности между током и магнитным потоком, называемый коэффициентом взаимоиндукции или просто взаимоиндукцией катушек, которая зависит от параметров первичной и вторичной катушек, а также от их взаимного расположения. Подставляя значение $\Phi_{1,2}$, получаем:

$$E_{вн} = -M\frac{dI_1}{dt},$$

откуда следует, что величина э. д. с. взаимоиндукции прямо пропорциональна коэффициенту взаимоиндукции и скорости изменения тока в первичной катушке. Коэффициент взаимоиндукции измеряется в генри. Генри — взаимная индуктивность двух контуров, с одним из которых сцеплен магнитный поток 1 Вб, если по другому течет ток силой 1 А.

Коэффициент взаимоиндукции двух катушек, обладающий индуктивностью L_1 и L_2,

$$M = k\sqrt{L_1L_2},$$

где k — коэффициент связи двух индуктивно связанных катушек, величина которого лежит в пределах $0 \leqslant k \leqslant 1$.

Коэффициент k зависит от взаимного расположения катушек: чем они ближе, тем больше k. Если известно амплитудное значение тока, протекающего по первичной катушке I_m, то амплитудное значение э. д. с. на зажимах вторичной катушки при разомкнутой вторичной

цепи

$$E_m = I_m \omega M.$$

На явлении взаимоиндукции основана работа трансформаторов, вариометров и других элементов. Взаимную индукцию необходимо учитывать также при определении общей индуктивности нескольких последовательно и параллельно соединенных катушек, если между ними, кроме электрической, существует и магнитная связь. В зависимости от того как подключены концы катушек (можно подключить конец одной катушки к началу другой или начало одной к началу другой), возможно суммирование или вычитание их магнитных потоков. Общий коэффициент самоиндукции двух катушек с учетом взаимоиндукции

$$L_{общ} = L_1 + L_2 \pm 2M,$$

а двух параллельно соединенных катушек

$$L_{общ} = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 + L_2 \pm 2M}.$$

Знак «+» соответствует согласованному включению катушек, знак «—» встречному.

ГЛАВА II. РЕЗИСТОРЫ, КОНДЕНСАТОРЫ И ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ

1. Параметры и типы резисторов

Резистор — это радиодеталь, предназначенная для создания активного сопротивления проходящему току. К основным параметрам резисторов относятся: номинальная величина сопротивления; допустимое отклонение от номинальной величины; номинальная (допустимая) мощность рассеяния; электрическая прочность; собственные индуктивность и емкость; уровень собственных шумов.

Таблица 3

Обозначения рядов			Обозначения рядов		
E24 (допускаемое отклонение ±5%)	E12 (допускаемое отклонение ±10%)	E6 (допускаемое отклонение ±20%)	E24 (допускаемое отклонение ±5%)	E12 (допускаемое отклонение ±10%)	E6 (допускаемое отклонение ±20%)
1,0	1,0	1,0	3,3	3,3	3,3
1,1			3,6		
1,2	1,2		3,9	3,9	
1,3			4,3		
1,5	1,5	1,5	4,7	4,7	4,7
1,6			5,1		
1,8	1,8		5,6	5,6	
2,0			6,2		
2,2	2,2	2,2	6,8	6,8	6,8
2,4			7,5		
2,7	2,7		8,2	8,2	
3,0			9,1		

Таблица 4

Обозначения рядов														
E192	E96	E48	E192	E96	E48	E192	E96	E48	E192	E96	E48	E192	E96	E48
1,00	1,00	1,00	1,27	1,27	1,27	1,62	1,62	1,62	2,05	2,05	2,05	2,61	2,61	2,61
1,01			1,29			1,64			2,08			2,64		
1,02	1,02		1,30	1,30		1,65	1,65		2,10	2,10		2,67	2,67	
1,04			1,32			1,67			2,13			2,71		
1,05	1,05	1,05	1,33	1,33	1,33	1,69	1,69	1,69	2,15	2,15	2,15	2,74	2,74	2,74
1,06			1,35			1,72			2,18			2,77		
1,07	1,07		1,37	1,37		1,74	1,74		2,21	2,21		2,80	2,80	
1,09			1,38			1,76			2,23			2,84		
1,10	1,10	1,10	1,40	1,40	1,40	1,78	1,78	1,78	2,26	2,26	2,26	2,87	2,87	2,87
1,11			1,42			1,80			2,29			1,91		
1,13	1,13		1,43	1,43		1,82	1,82		2,32	2,32		2,94	2,94	
1,14			1,45			1,84			2,34			2,98		
1,15	1,15	1,15	1,47	1,47	1,47	1,87	1,87	1,87	2,37	2,37	2,37	3,01	3,01	3,01
1,17			1,49			1,89			2,40			3,05		
1,18	1,18		1,50	1,50		1,91	1,91		2,43	2,43		3,09	3,09	
1,20			1,52			1,93			2,46			3,12		
1,21	1,21	1,21	1,54	1,54	1,54	1,96	1,96	1,96	2,49	2,49	2,49	3,16	3,16	3,16
1,23			1,56			1,98			2,52			3,20		
1,24	1,24		1,58	1,58		2,00	2,00		2,55	2,55		3,24	3,24	
1,26			1,60			2,03			2,58			3,28		
3,32	3,32	3,32	4,17			5,23	5,23		6,57			8,25	8,25	8,25
3,36			4,22	4,22	4,22	5,30			6,65	6,65		8,35		
3,40	3,40		4,27			5,36	5,36	5,36	6,73			8,45	8,45	
3,44			4,32	4,32		5,42			6,81	6,81	6,81	8,56		
3,48	3,48	3,48	4,37			5,49	5,49		6,90			8,66	8,66	8,66
3,52			4,42	4,42	4,42	5,56			6,98	6,98		8,76		
3,57	3,57		4,48			5,62	5,62	5,62	7,06			8,87	8,87	
3,61			4,53	4,53		5,69			7,15	7,15	7,15	8,98		
3,65	3,65	3,65	4,59			5,76	5,76		7,23			9,09	9,09	9,09
3,70			4,64	4,64	4,64	5,83			7,32	7,32		9,20		
3,74	3,74		4,70			5,90	5,90	5,90	7,41			9,31	9,31	
3,79			4,75	4,75		5,97			7,50	7,50	7,50	9,42		
3,83	3,83	3,83	4,81			6,04	6,04		7,59			9,53	9,53	9,53
3,88			4,87	4,87	4,87	6,12			7,68	7,68		9,65		
3,92	3,92		4,93			6,19	6,19	6,19	7,77			9,76	9,76	
3,97			4,99	4,99		6,26			7,87	7,87	7,87	9,88		
4,02	4,02	4,02	5,05			6,34	6,34		7,96					
4,07			5,11	5,11	5,11	6,42			8,06	8,06				
4,12	4,12		5,17			6,49	6,49	6,49	8,16					

Номинальная величина сопротивления указывается на корпусе резистора. Величины сопротивления до 999 Ом выражаются в омах (Ом), от 1000 до 99 000 Ом — в килоомах (кОм, или к), от 100 000 Ом и больше — в мегомах (МОм или М), от 10^9 до 10^{12} Ом — гигаомах (ГОм, или Г), от 10^{12} и выше — в тераомах (ТОм, или Т).

Номинальные величины сопротивлений резисторов, выпускаемых промышленностью, соответствуют стандартной шкале (ГОСТ 2852—67). Стандартная величина сопротивления определяется по формуле

$$R = a \cdot 10^{\pm n}, \qquad n = 0,\ 1,\ 2,\ 3\ \ldots,$$

где a — коэффициент, зависящий от класса точности резистора (табл. 3, 4).

Максимальное значение n зависит от типа резистора.

Допустимое отклонение от номинальной величины сопротивления зависит от класса точности. Различают три основных класса точности резисторов:

I класс с отклонением от номинала ± 5% (E24)
II ———»———»———» ± 10% (E12)
III ———»———»———» ± 20% (E6)

Кроме этого, имеются резисторы высокой точности с допустимыми отклонениями ± 0,01%, ± 0,02%, ± 0,05%, ± 0,1%, ± 0,2%, ± 0,5%, ± 1%, ± 2% (E 192, E 96, E 48).

Номинальная (допустимая) мощность рассеяния $P_{ном}$ — это допустимая мощность, которая может рассеиваться на резисторе при температуре 20° С.

Электрическая прочность определяется максимальным напряжением на зажимах резистора, которое не вызывает электрического пробоя.

Собственные индуктивность и емкость зависят от конструкции резистора и определяют предел его применения по частоте. Этот параметр имеет значение только при включении резистора в цепи токов высокой частоты.

Уровень собственных шумов резистора характеризуется отношением создаваемого им шумового напряжения к приложенному напряжению, соответствующему номинальной мощности. Уровень собственных шумов имеет большое значение при работе резистора в высокочувствительных радиоприемных устройствах и измерительной аппаратуре.

Напряжение шумов резистора при температуре 17° С можно определить по формуле

$$U_ш \approx 0{,}125\sqrt{R \Delta F}\ [\text{мкВ}],$$

где R — величина сопротивления резистора, кОм; ΔF — полоса пропускания частот устройства, в котором работает резистор.

Маркировка резисторов. На корпусе резистора указывается номинальная величина сопротивления и допустимое отклонение от номинальной величины. В зависимости от размеров резисторов применяются полные или сокращенные (кодированные) обозначения (ГОСТ 11076—69). Кодированное обозначение состоит из:

а) цифр, обозначающих номинальную величину сопротивления;

б) буквы, обозначающей единицу измерения сопротивления и одновременно указывающей положение запятой десятичной дроби;

в) буквы, обозначающей допускаемое отклонение сопротивления от номинальной величины.

Пример маркировки номинального сопротивления 475 Ом с допускаемым отклонением 2%: К475Л.

Таблица 5

Обозначения номинальных величин сопротивления резисторов

Единицы измерения	Обозначения единиц измерения	Пределы номинальных сопротивлений	Примеры полных обозначений	Примеры кодированных обозначений	Пределы номинальных сопротивлений	Обозначения единиц измерения	Единицы измерения
Омы	Ом	до 1000	0,1 Ом 0,47 Ом 0,475 Ом 4,7 Ом 47 Ом 47,5 Ом	Е10 Е47 Е475 4Е7 47В 47Е5	до 100	Е	Омы
			100 Ом 470 Ом 475 Ом	К10 К47 К475	от 0,1		
Килоомы	кОм	от 1	1 кОм 4,7 кОм 4,75 кОм 47 кОм 47,5 кОм	1К0 4К7 4К75 47К 47К5	до 100	К	Килоомы
		до 1000	100 кОм 470 кОм 475 кОм	М10 М47 М475	от 0,1		
Мегомы	МОм	от 1	1 МОм 4,7 МОм 4,75 МОм 47 МОм 47,5 МОм	1М0 4М7 4М75 47М 47М5	до 100	М	Мегомы
		до 1000	100 МОм 470 МОм 475 МОм	Г10 Г47 Г475	от 0,1		
Гигаомы	ГОм	от 1	1 ГОм 4,7 ГОм 4,75 ГОм 47 ГОм 47,5 ГОм	1Г0 4Г7 4Г75 47Г 47Г5	до 100	Г	Гигаомы
		до 1000	100 ГОм 470 ГОм 475 ГОм	Т10 Т47 Т475	0,1 и выше	Т	Тераомы
Тераомы	ТОм	1 и выше	1,0 ТОм 1,01 ТОм	1Т0 1Т01			

Таблица 6

Обозначение допускаемых отклонений сопротивления резисторов

Допускаемые отклонения сопротивления от номинальных величин, %	Кодированные обозначения	Допускаемые отклонения сопротивления от номинальных величин, %	Кодированные обозначения
±0,1 ±0,2 ±0,5 ±1 ±2	Ж У Д Р Л	±5 ±10 ±20 ±30	И С В Ф

Таблица 7

Основные данные непроволочных постоянных резисторов

Тип резистора	Пределы номинальных значений сопротивлений	Класс точности	Номинальная мощность, Вт	Предельное значение напряжения, В	Напряжение шумов, мкВ/В	Интервал рабочих температур, °С	Размеры, мм	
							диаметр	длина
БЛП-0,1 БЛП-0,25	1 Ом — 100 кОм 1 — 20 Ом 20 Ом — 100 кОм	±0,5%	0,1 0,25	150 300	Не более 0,5	От —60 до +100	5,7 7,6 5,7	16,0 15,5 26,0
БЛП-0,5	1 — 20 Ом, 20 Ом — 100 кОм	±1%	0,5	400			9,7 7,6	17,0 29,6
БЛП-1	1 — 20 Ом 20 Ом — 100 кОм		1,0	500			11,7 9,7	25,5 47,7
ВС-0,25	27 Ом — 5,1 МОм	I, II, III	0,25	350	1 (для группы А)	От —60 до +100	5,7	16,5
ВС-0,5 ВС-1 ВС-2 ВС-5	27 Ом — 10 МОм 47 Ом — 10 МОм 47 Ом — 10 МОм 47 Ом — 10 МОм	II II I, II, III I, II, III	0,5 1,0 2,0 5,0	500 700 1000 1500	5 (для группы Б)		5,7 7,6 9,7 11,0	26,5 30,9 53,0 76,0
ВС-10 КВМ	75 Ом — 10 МОм 15 МОм — 100 ГОм	I, II, III I, II, III	10,0 —	3000 100		От —60 до +85	18,7 5,0	120,0 51,0
КЛМ	120 — 1000 ГОм 10 МОм — 10 ГОм	II, III I, II, III		300		От —60 до +100	7,0	29,0
КИМ-0,05	15 — 1000 ГОм 510 Ом — 1 МОм	II, III I, II, III	0,5	100	Не более 15	От —60 до +125	5,5 1,8	25,0 3,8
КИМ-0,125	1,1 — 5,6 МОм 510 кОм — 100 МОм 110 МОм — 1 ГОм	II, III I, II, III II, III	0,125	200			2,5	8,0
МЛТ-0,125	51 Ом — 2,2 МОм	I, II, III	0,125	200			2,0	6,0
МЛТ-0,25	51 Ом — 3 МОм	I, II, III	0,25	250	Не более 1	От —60 до +125	3,0	7,0
МЛТ-0,5	100 Ом — 5,1 МОм	I, II, III	0,5	350			4,2	10,8
МЛТ-1	100 Ом — 10 МОм	I, II, III	1,0	500			6,6	13,0
МЛТ-2	100 Ом — 10 МОм	I, II, III	2,0	750			8,6	18,5
МГП-0,5	100 кОм — 5,1 МОм	±0,5% ±1% ±2%		400		От —40 до +55	14,0	30
УЛИ-0,125	51 Ом — 500 кОм		0,125	200		От —60	5,4	6
УЛИ-0,25	1 — 9,99 Ом 10 Ом — 1 МОм	±1%	0,25	350		до +125	7,2 5,4	15,5 26
УЛИ-0,25	0,75 — 9,85 Ом 10 Ом — 1 МОм	±2% и	0,5	500			9,5 7,2	17 30
УЛИ-1	1 — 9,85 Ом 10 Ом — 1 МОм	±3%	1,0	700			11,5 9,5	23,5 48
УЛМ	27 Ом — 1 МОм	I, II, III	0,12	100	1 (для группы А) 5 (для группы Б)	От —60 до +100	2,5	6,5
МОН-0,5	1 — 5,6 Ом	I, II	0,5	7		От —60 до +125	4,2	10,8
МОН-1	6,2 — 36 Ом	I, II	1,0	10			6,6	13,0
МОН-2	39 — 100 Ом	I, II	2,0	15			8,6	18,5
МТ-0,125	100 Ом — 1,1 МОм	I, II, III	0,125	200		От —60 до +200	2,0	7,0
МТ-0,25	100 Ом — 2 МОм	I, II, III	0,25	200			2,7	8,0
МТ-0,5	100 Ом — 5,1 МОм	I, II, III	0,5	350			4,2	11,0
МТ-1	100 Ом — 10 МОм	I, II, III	1,0	500			6,5	18,0
МТ-2	100 Ом — 10 МОм	I, II, III	2,0	700			8,6	28,0
ТВО	до 3 МОм	I, II, III	0,125—60	100—2100		—60 +155		
С2-6	100 Ом — 10 МОм	I, II, III	0,125—2,0	200—700			2—8,6	6,5—27
С2-23	24 Ом — 10 МОм		0,125—2,0	200—750			2—8,6	6,0—18,5

Обозначения номинальных величин и единиц измерения сопротивления указаны в табл. 5.

Кодированные обозначения допускаемых отклонений приведены в табл. 6.

Резисторы подразделяются на проволочные и непроволочные, постоянные и регулируемые.

Непроволочные постоянные резисторы состоят из керамических стерженьков или трубок, на поверхности которых нанесен тонкий проводящий слой (углеродистый или металлический). Этот слой имеет защитное покрытие из изолирующего лака. Проводящий слой соединен с выводными проводниками.

Таблица 8

Основные данные проволочных постоянных резисторов

Тип	Пределы номинальных значений сопротивления	Номинальная мощность, Вт	Максимальное рабочее напряжение, В	Примечание
МВС	10 кОм — 10 МОм	0,25; 0,5; 1,0	500—1600	—
МВСГ	10 кОм — 10 МОм	0,25; 0,5; 1,0	500—1600	Герметизированные
ПТ	51 Ом — 1 МОм	0,5; 1,0; 2,0	400	—
ПЭ	1 Ом — 51 кОм	7,5; 15; 20; 25; 75; 150	—	Эмалированные
ПЭВ	3 Ом — 56 кОм	3; 7,5; 10; 15; 20; 25; 30; 40; 50; 75; 100	—	Влагостойкие
ПКВ	51 Ом — 1 МОм	1,0; 2,0; 5;0	300—500	
С5-14Т	0,1 Ом — 1 кОм	0,125; 0,25; 0,5	300	
С5-30	33 Ом — 510 Ом	0,05	—	—
С5-32Т	0,24 Ом — 3000 Ом	0,125	—	—

В современной радиоаппаратуре наиболее распространены следующие типы резисторов: ВС — влагостойкие; МЛТ — металлизированные лакированные термостойкие; УЛМ — углеродистые лакированные малогабаритные.

Для измерительной аппаратуры используются резисторы повышенной точности и стабильности (прецизионные):

УЛИ — углеродистые лакированные измерительные;
БЛП — бороуглеродистые лакированные прецизионные;
МЛП — металлизированные лакированные прецизионные;
КВМ — композиционные вакуумные мегомные;
КИМ — композиционные изолированные малогабаритные;
МГП — металлизированные герметизированные прецизионные.

Основные данные непроволочных постоянных резисторов приведены в табл. 7.

Проволочные постоянные резисторы представляют собой цилиндрический или плоский каркас из диэлектрика, на котором размещена обмотка из проволоки с высоким удельным сопротивлением.

Проволочные резисторы обладают более высокой надежностью и стабильностью параметров, чем непроволочные. Такие резисторы могут иметь значительную номинальную мощность; уровень шумов их меньше, чем у непроволочных.

Недостатком проволочных резисторов является ограниченный диапазон рабочих частот, что связано с влиянием большой собственной емкости и индуктивности.

Промышленность выпускает следующие типы постоянных проволочных резисторов:

МВС — микропроволочные высоковольтные в стеклянной изоляции;

МВСГ — микропроволочные высоковольтные в стеклянной изоляции, герметизированные;

ПКВ — проволочные влагостойкие малогабаритные;

ПТ — проволочные точные;

ПЭ — проволочные эмалированные;

ПЭВ — проволочные эмалированные влагостойкие.

Таблица 9

Основные данные непроволочных переменных резисторов

Тип	Группа	Пределы номинальных значений сопротивления	Номинальная мощность, Вт	Максимальное рабочее напряжение, В
СП	А	470 Ом — 4,7 МОм	0,5; 1	500
	Б, В	4,7 кОм — 2,2 МОм	0,25; 0,5;	400
СПД-0,05	В	5,1—470 кОм	0,05	15; 70
СПД-0,06	А	100—470 кОм	0,06	100
СПО-0,15	А	100 кОм — 1 МОм	0,15	100
СПО-0,5	А	100 кОм — 4,7 МОм	0,5	250
СПО-1	А	47 кОм — 4,7 МОм	1,0	350
СПО-2	А	47 кОм — 4,7 МОм	2,0	600
СПП	А; В	500 кОм — 2,5 МОм	0,2	300
ВК	А	2,2 кОм — 6,8 МОм	0,5	350
	В	15 кОм — 2,2 МОм	0,2; 0,4	200, 350
	В	36 кОм — 2,2 МОм	0,2; 0,4	200, 350
ТК	А	2,2 кОм — 6,8 МОм	0,5	350
СПЗ	—	470 Ом — 1 МОм	0,025; 0,05 0,25	30; 50; 250
СПЗ-6	—	1 кОм — 1 МОм	0,125	160
СПЗ-9	—	6,8 кОм — 4,7 МОм	0,25; 0,5	250

Основные данные проволочных постоянных резисторов приведены в табл. 8.

Переменные резисторы применяются в радиоаппаратуре там, где необходимо плавно изменять сопротивление в определенных пределах.

Переменные непроволочные резисторы могут быть тонкослойными и объемными. Наиболее широко применяются переменные резисторы следующих типов:

СП — сопротивления (резисторы) переменные;

СПО — сопротивления (резисторы) переменные объемные. ВК и ТК — сопротивления (резисторы) переменные. ТК имеет выключатель на общей оси.

Переменные резисторы могут иметь различный характер зависимости сопротивления от изменения угла поворота подвижного контакта. По этому признаку переменные резисторы подразделяются на три группы:

А — с линейной зависимостью $R = f(\alpha)$;

Б — с логарифмическим законом изменения функции $R = f(\alpha)$;

В — с обратной логарифмической зависимостью $R = f(\alpha)$.

Основные данные переменных непроволочных резисторов приведены в табл. 9.

Переменные проволочные резисторы конструктивно отличаются от непроволочных тем, что подвижный контакт передвигается по обмотке, расположенной на цилиндрическом каркасе. Проволока в местах соприкосновения с подвижным контактом очищена от изоляции. Наиболее

распространены проволочные переменные резисторы типа ПП — проволочные переменные. Они имеют различные номинальные значения сопротивлений от 2,7 Ом до 20 кОм и номинальную мощность 1,2 и 3 Вт. Максимальное рабочее напряжение резистора типа ПП — 400 В. Резисторы ПП1-7, ПП3-13 и ПП3-21 имеют выключатель на общей оси.

Микромодульные резисторы располагаются на микроплатах. В микромодулях и в микромодульной аппаратуре используются резисторы

Таблица 10

Основные данные микромодульных резисторов

Тип	Пределы номинальных значений сопротивлений	Класс точности	Номинальная мощность, Вт	Предельное значение напряжения, В
ССНМ	5,6 Ом — 2,7 кОм 560 Ом — 5,1 кОм	±5, ±10, ±20	0,05 0,125	80 160
С2-12	10 Ом — 510 кОм		0,25	160
СКНМ	150 Ом — 1 МОм	±5, ±10, ±20	0,25	30
С3-3	100 Ом — 3,3 МОм		0,125	80
С3-2	10 Ом — 1 МОм	±5, ±10, ±20	0,05	30
С3-4	10 Ом — 3,3 МОм	±5, ±10, ±20	0,25	120
С5-6	10 Ом — 510 кОм	±1, ±5%	0,05	120
С5-18	51 Ом — 510 кОм	±0,1%, ±0,2% ±0,5%, ±1,0%	0,125	140
СТ3	0,15; 0,22; 0,33; 1,5; 2,2; 3,3 кОм	±20	10—20	—
СП3-6а СП3-6б	1 кОм — 1 МОм (соответствуют ряду 1,0; 1,3; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8)	±10, ±20, ±30	0,125	160
СП5-6а СП5-6б	0,1; 0,2; 0,47; 1,0; 2,2; 4,7; 10; 22; 47; 100 кОм	±10	0,5	160

следующих типов: С3-4 (СКПМ) — резисторы композиционные печатные микромодульные;

ССНМ — резисторы станатные ниточные микромодульные;

СКНМ — резисторы композиционные ниточные микромодульные;

С3-2 — резисторы композиционные таблеточные;

С3-3 — резисторы композиционные ниточные;

С5-6, С5-18 — резисторы постоянные проволочные микромодульные;

СП3-6 — резисторы непроволочные переменные с поверхностным композиционным проводящим слоем;

СП5-6 — резисторы проволочные переменные.

Основные данные микромодульных резисторов приведены в табл. 10.

2. Параметры и типы конденсаторов

К основным параметрам, характеризующим конденсатор, относятся: номинальная величина емкости; допускаемое отклонение от номинальной величины; рабочее напряжение; испытательное пробивное напряжение; сопротивление изоляции или ток утечки.

Важными параметрами являются также величины, характеризующие потери в диэлектрике конденсатора, а также стабильность величины емкости при изменениях температуры и влажности.

Потери в диэлектрике характеризуются тангенсом угла потерь tg δ, который определяется отношением реактивного сопротивления конден-

сатора X_C к его активному сопротивлению r:

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{X_C}{r} = \frac{1}{\omega C r}.$$

Величина, обратная $\operatorname{tg}\delta$, называется добротностью конденсатора.

$$Q_C = \frac{1}{\operatorname{tg}\delta}.$$

Для хороших конденсаторов $Q_C = 1000$ и выше.

Стабильность величины емкости при изменениях температуры определяется температурным коэффициентом емкости:

$$\text{ТКЕ} = \frac{\Delta C}{C},$$

где ΔC — отклонение емкости от номинальной величины при изменении температуры на 1° С.

В зависимости от величины ТКЕ конденсаторы постоянной емкости подразделяются на группы (табл. 11). Конденсаторы с отрицательным ТКЕ применяются для температурной компенсации.

Номинальная величина емкости указывается на корпусе конденсатора, причем величины емкостей до 9999 пФ выражаются в пикофарадах (пФ), а свыше 9999 пФ — в микрофарадах (мкФ).

Стандартная величина емкости определяется по формуле $C = a \cdot 10^{\pm n}$, $n = 0, 1, 2, 3 \ldots$

Значения коэффициентов a (ГОСТ 2519—67) приведены в табл. 12, 13.

Исключением из указанных данных являются величины номинальных емкостей электролитических алюминиевых конденсаторов и конденсаторов с бумажным и пленочным диэлектриком в прямоугольных корпусах (от 0,1 мкФ и выше). Для первых $a = 0{,}5$; 1; 2; 5; 10; 20; 30; 50; 100; 200; 300; 500; 1000; 2000; 5000. Для вторых $a = 0{,}1$; 0,25; 0,5; 1; 2; 4; 6; 8; 10; 20; 40; 60; 80; 100; 200; 400; 600; 800; 1000.

Допустимое отклонение емкости от номинальной величины определяет класс точности конденсатора. Большую часть конденсаторов согласно ГОСТ 9661—61 изготовляют трех классов точности:

I	класс	с отклонениями	от	номинала	± 5%
II	»	»	»	»	± 10%
III	»	»	»	»	± 20%

Но существуют и более высокие классы точности:

Класс	01	с отклонением	± 0,1%
»	02	»	± 0,2%
»	05	»	± 0,5%
»	00	»	± 1%
»	0	»	± 2%

Рабочее напряжение показывает величину приложенного к конденсатору напряжения, при котором он нормально работает длительное время. Величина рабочего напряжения обычно указывается на конденсаторе.

Испытательное напряжение показывает величину приложенного к конденсатору напряжения, которое он должен выдержать определенное время (обычно не более 1 мин) без пробоя диэлектрика.

Сопротивление изоляции характеризует величину тока утечки конденсатора при заданной величине подводимого напряжения. Сопротивление изоляции выражается в мегомах или в МОм/мкФ.

Таблица 11

Группы температурной стабильности конденсаторов

Группа	ТКЕ	Цвет корпуса (для керамических конденсаторов)
А	Не нормируется	—
Б	± 0,02	—
В	± 0,1	—
Г	± 0,005	Зеленый или красный с зеленой точкой
К	— (0,11 ÷ 0,15)	
Д	— (0,06 ÷ 0,08)	Красный
М	— (0,002 ÷ 0,008)	Голубой
О	± 0,003	Серый
С	± (0,009 + 0,015)	Синий
Н	Не нормируется	Оранжевый или желтый

Таблица 12

Обозначения рядов			Обозначения рядов		
E24 (допускаемое отклонение ±5%)	E12 (допускаемое отклонение ±10%)	E6 (допускаемое отклонение ±20%)	E24 (допускаемое отклонение ±5%)	E12 (допускаемое отклонение ±10%)	E6 (допускаемое отклонение ±20%)
1,0	1,0	1,0	3,3	3,3	3,3
1,1			3,6		
1,2	1,2		3,9	3,9	
1,3			4,3		
1,5	1,5	1,5	4,7	4,7	4,7
1,6			5,1		
1,8	1,8		5,6	5,6	
2,0			6,2		
2,2	2,2	2,2	6,8	6,8	6,8
2,4			7,5		
2,7	2,7		8,2	8,2	
3,0			9,1		

Таблица 13

Обозначения рядов														
E192	E96	E48	E192	E96	E48	E192	E96	E48	E192	E96	E48	E192	E96	E48
100	100	100	138			191	191		264			365	365	365
101			140	140	140	193			267	267		370		
102	102		142			196	196	196	271			374	374	
104			143	143		198			274	274	274	379		
105	105	105	145			200	200		277			383	383	383
106			147	147	147	203			280	280		388		
107	107		149			205	205	205	284			392	392	
109			150	150		208			287	287	287	397		
110	110	110	152			210	210		291			402	402	402
111			154	154	154	213			294	294		407		
113	113		156			215	215	215	298			412	412	
114			158	158		218			301	301	301	417		
115	115	115	160			221	221		305			422	422	422
117			162	162	162	223			309	309		427		

Обозначения рядов														
E192	E96	E48	E192	E96	E48	E192	E96	E48	E192	E96	E48	E192	E96	E48
118	118		164			226	226	226	312			432	432	
120			165	165		229			316	316	316	437		
121	121	121	167			232	232		320			442	442	442
123			169	169	169	234			324	324		448		
124	124		172			237	237	237	328			453	453	
126			174	174		240			332	332	332	459		
127	127	127	176			243	243		336			464	464	464
129			178	178	178	246			340	340		470		
130	130		180			249	249	249	344			475	475	
132			182	182		252			348	348	348	481		
133	133	133	184			255	255		352			487	487	487
135			187	187	187	268			357	357		493		
137	137		189			261	261	261	361					
499	499		576	576		665	665		768	768		887	887	
505			583			673			777			898		
511	511	511	590	590	590	681	681	681	787	787	787	909	909	909
517			597			690			796			920		
523	523		604	604		698	698		806	806		931	931	
530			612			706			816			912		
536	536	536	619	619	619	715	715	715	825	825	825	953	953	953
642			626			723			835			965		
649	549		634	634		732	732		845	845		976	976	
556			642			741			856			968		
562	562	562	649	649	649	750	750	750	866	866	866			
569			657			759			867					

Маркировка конденсаторов. На корпусе конденсатора указывается номинальная велнчина емкости и допустимое отклоненне от номинальной величнны.

В зависимости от размеров конденсаторов применяются полные илн сокращенные (кодированные) обозначения (ГОСТ 11076—69).

Кодированное обозначение состоит из:

а) цифр, обозначающих номнннальную величину емкости;

б) буквы, обозначающей единицы измерения емкости н одновремен-ио указывающей положенне запятой десятичной дроби;

в) буквы, обозначающей допускаемое отклонение емкостн от номинальной величины.

Прнмер маркировки номинальной емкости 1,5 мкФ с допускаемым отклоиением ± 20%: 1М5В.

Обозначения номинальных величин н едиииц нзмереиия емкостей указаиы в табл. 14.

Кодированиые обозиачеиия допускаемых отклонений приведены в табл. 15.

Изготовляют конденсаторы постоянной и переменной емкости, а также полупеременные (подстроечные), которые позволяют нзменять величину емкостн в незначнтельных пределах, что необходимо прн настройке аппаратуры.

В зависимости от материала диэлектрика конденсаторы подразделяются следующнм образом.

Бумажные коидеисаторы. Прнменяются прн низкнх частотах в качестве фильтровых, блокировочных н переходных. Диэлектриком в таких конденсаторах служит бумага, пропнтанная специальным составом.

Обозначение номинальных величин емкости конденсаторов

Единицы измерения	Обозначение единиц измерения	Пределы номинальных емкостей	Примеры полных обозначений	Примеры кодированных обозначений	Пределы номинальных емкостей	Обозначение единиц измерения	Единицы измерения
Пикофарады	пФ	До 1000	1 пФ 1,5 пФ 1,52 пФ 15 пФ 15,2 пФ	1П0 1П5 1П52 — 15П 15П2	До 100	П	Пикофарада
			100 пФ 150 пФ 152 пФ 1000 пФ 1500 пФ 1520 пФ	Н10 Н15 Н152 1Н0 1Н5 1Н52	От 0,1 до 100	Н	Нанофарада
Микрофарады	мкФ	0,01 и выше	0,01 мкФ 0,015 мкФ 0,0152 мкФ	10Н 15Н 15Н2			
			0,1 мкФ 0,15 мкФ 0,152 мкФ 1 мкФ 1,5 мкФ 1,52 мкФ 15 мкФ 15,2 мкФ 150 мкФ 152 мкФ	М10 М15 М152 1М0 1М5 1М52 15М 15М2 150М 152М	0,1 и выше	М	Микрофарада

Таблица 15

Обозначение допускаемых отклонений емкости конденсаторов

Допускаемые отклонения емкости от номинальных величин, %	Кодированные обозначения	Допускаемые отклонения емкости от номинальных величин		Кодированные обозначения
		пФ	%	
±0,1 ±0,2	Ж У		+50 −10	Э
±0,5 ±1	Д Р		+50 −20	Б
±2 ±5	Л И		+80 −20	А
±10	С		+100	Я
±20	В		+100 −10	Ю
±30	Ф	±0,4	—	Х

Металлобумажные. Имеют меньшие размеры, чем бумажные, при одинаковой емкости. Диэлектриком является лакированная конденсаторная бумага, обкладками — тонкий слой металла, нанесенный на бумагу. Сопротивление изоляции — меньше, чем у бумажных.

Слюдяные. Характеризуются высокими электрическими показателями. Они отличаются небольшими размерами и невысокой стоимостью.

Керамические. Отличаются высоким сопротивлением изоляции (более 10 000 МОм) и добротностью (500—800). Широко применяются в радиоаппаратуре КВ и УКВ. Диэлектрик — керамика, на которую методом вжигания наносится проводящий слой.

Стеклокерамические и стеклоэмалевые. Обычно используются в малогабаритной радиоаппаратуре. Сопротивление изоляции стеклокерамических конденсаторов не менее 3—5 ГОм, а стеклоэмалевых не менее 29 ГОм.

Пленочные и металлопленочные. Отличаются высокой стабильностью параметров, большим сопротивлением изоляции (до 10^5 ГОм) и высокой добротностью (до 2000). Диэлектрик — тонкая пленка из полистирола или фторопласта. В металлопленочных конденсаторах обкладки выполнены в виде тонкого слоя металла, нанесенного на пленку.

Электролитические и оксидиополупроводниковые. Имеют малые размеры при значительной емкости. Применяются в фильтрах, в блокировочных цепях пульсирующего тока, а также в качестве переходных в усилителях на транзисторах. Диэлектрик — оксидный слой на металле. Одной обкладкой является металл, второй — электролит (в электролитических конденсаторах), либо слой полупроводника (в оксиднополупроводниковых). Оксидная пленка обладает односторонней проводимостью, поэтому при подключении конденсатора нужно строго соблюдать указанную полярность.

В табл. 16 приведены основные данные некоторых конденсаторов постоянной емкости.

Конденсаторы переменной емкости. В зависимости от применяемого диэлектрика различают конденсаторы с воздушным и твердым диэлектриком. В колебательных контурах применяются конденсаторы с воздушным диэлектриком, так как они отличаются высокой стабильностью параметров и малыми потерями. Конденсаторы с твердым диэлектриком применяются в качестве подстроечных.

Конденсатор переменной емкости состоит из двух систем параллельных пластин, одна из которых может перемещаться относительно другой. Неподвижная система называется статором, подвижная — ротором (рис. 8, *а*).

Важной характеристикой конденсатора переменной емкости является закон изменения емкости в зависимости от угла поворота ротора, определяющий закон изменения частоты при настройке контура. В соответствии с этим конденсаторы подразделяются на прямоемкостные, прямоволновые, прямочастотные и логарифмические.

В прямоемкостном конденсаторе величина емкости линейно зависит от угла поворота ротора.

Прямочастотный конденсатор характеризуется линейной зависимостью между углом поворота ротора и резонансной частотой контура. Для получения такой зависимости применяют роторные пластины специальной формы.

Прямоволновой конденсатор имеет линейную зависимость между углом поворота ротора и собственной длиной волны колебательного контура. Для получения такой зависимости необходимо, чтобы величина емкости изменялась по квадратичному закону.

Таблица 16

Основные данные конденсатороа постоянной емкости

Тип	Характеристика	Емкость	Допустимые отклонения величины емкости, ±%	Номинальное напряжение, В	Допустимые изменения температуры, °С
		Бумажные конденсаторы			
К40П-1	Малогабаритный опрессованный	0,00047—0,22 мкФ	5; 10; 20	400—600	От —60 до +70
К40П-2	Герметизированный малогабаритный	0,001—0,047 мкФ	5; 10; 20	400	От —60 до +85
ВГТ	Герметизированный термостойкий	0,01—10 мкФ	5; 10; 20	200—1500	От —60 до +100
ВМ	Малогабаритный	0,00047—0,05 мкФ	10; 20	150, 200, 300	От —60 до +70
БМТ	Малогабаритный теплостойкий	0,00047—0,022 мкФ	5; 10; 20	400, 600	От —60 до +100
ВП-П	Плоский парафинированный	0,25—2,0 мкФ	10	200	От —15 до +45
КВГ	Герметический	0,00047—10 мкФ	5; 10; 20	200—1500	От —60 до +70
К41-1	Высоковольтный	0,01—20,0 мкФ	5; 10; 20	2,5—40 кВ	От —60 до +125
КБП	Проходной	0,22—2,0 мкФ	10; 20	125—1600	От —60 до +70
		Металлобумажные конденсаторы			
МБГ	Герметизированный	0,1—3,0 мкФ	5; 10; 20	200—1500	От —60 до +70
МБГИ	Герметизированный в керамическом корпусе	0,5 мкФ	5; 10; 20	200	От —60 до +70
МБГО	Герметизированный однослойный	0,25—30 мкФ	10	160—600	От —60 до +60
МБГН	Герметизированный низковольтный	1—27 мкФ	5; 10	200	От —60 до +70
МБГТ	Герметизированный термостойкий	0,1—20 мкФ	5; 10; 20	160—1000	От —60 до +100
МБГЧ	Герметизированный частотный	0,25—10 мкФ	10; 20	250—1000	От —60 до +70
МБМ	Малогабаритный	0,005—1 мкФ	10; 20	150—1500	От —60
МБМУ	Малогабаритный цилиндрический	0,25—1,0 мкФ	10; 20	200—400	От —60 до +70
МБП	Металлобумажный проходной	2—10 мкФ	20	30	От —60 до +70
		Слюдяные конденсаторы			
КВ	Высокочастотный	0,00022—0,3 мкФ	5	3—59 кВ	От —50 до +70
КР	Анодно-разделительный	0,0001—0,25 мкФ	10	2—25 кВ	От —40 до +50
КГС	Герметический	0,00047—0,1 мкФ	2; 5; 10; 20	500—1000	От —60 до +70
КСО	Опрессованный	0,00001—0,047 мкФ	2; 5; 10; 20	500—6300	От —60 до +70
КСОТ	Опрессованный температуростойкий	0,000051—0,01 мкФ	2; 5; 10; 20	250—1000	От —60 до +155
СГМ	Герметизированный малогабаритный	0,000051—0,01 мкФ	2; 5; 10; 20	250—1600	От —60 до +85
СГО	Герметизированный образцовый	0.001—0,4 мкФ	0,25; 0,5	250—500	От +10 до +35

Тип	Характеристика	Емкость	Допустимые отклонения величины емкости, ±%	Номинальное напряжение, В	Допустимые изменения температуры, °С
Пленочные и металлопленочные конденсаторы					
ПО	Пленочный открытый	0,000051—0,03 мкФ	5; 10; 20	300	От −40 до +50
ПСО	Пленочный открытый стирофлексный	0,00047—0,01 мкФ	5; 10; 20	500	От 0 до +60
ПОВ	Пленочный, открытый, высоковольтный	0,00039 мкФ	20	10—18 кВ	От 0 до +60
ФТ	Фторопластовый термостойкий	0,00056—0,47 мкФ	5; 10; 20	200—600	От −60 до +200
К72П-2	То же	0,00056—1 мкФ	5; 10; 20	160—1500	От −60 до +200
МПГП	Металлопленочный полистирольный герметизированный	0,015—2 мкФ	1; 2; 5; 10	250—100	От −60 до +60
МПО	Металлопленочный с однослойной изоляцией	0,001—0,5 мкФ	5; 10; 20	250—600	От −60 до +60
ПМ	Полистирольный малогабаритный	0,0001—0,01 мкФ	5; 10; 20	60	От −60 до +70
Керамические, стеклокерамические и стеклоэмалевые конденсаторы					
КДК	Дисковый керамический	1—6800 пФ	2; 5; 10; 20	100—500	От −40 до +155
КТК	Трубчатый керамический	2,2—33000 пФ	2; 5; 10; 20	160—750	От −40 до +155
КГК	Трубчатый герметизированный	5,1—1000 пФ	2; 5; 10; 20	500	От −60 до +80
КДМ	Дисковый малогабаритный	1—2200 пФ	5; 10; 20	30—250	От −60 до +85
КТМ	Трубчатый малогабаритный	1—10,000 пФ	5; 10; 20	80—250	От −60 до +85
КТП	Трубчатый проходной	8,2—15000 пФ	10; 20	160—400	От −60 до +85
КС	Стеклоэмалевый	10—1000 пФ	2; 5; 10; 20	500—1000	От −60 до +155
ДС	Дисковый стеклоэмалевый	22—100 пФ	5; 10	3000—5000	От −60 до +100
СКМ	Стеклокерамический	10—5100 пФ	2; 5; 10; 20	125—500	От −60 до +155
КЛС	Керамический литой секционный	8,2—100,000 пФ	5; 10; 20	35—200	—
КПМ	Керамический пластинчатый малогабаритный	15—47000 пФ	10; 20	100	—
К10-7	Керамический	2,2—47000 пФ	5; 10; 20	50—500	—
К76П-4	Лакопленочный	0,47—22,0 мкФ	5; 10; 20	50	—
Электролитические и оксиднополупроводниковые конденсаторы					
КЭ	Электролитический	5—2000 мкФ	+80 −20	8—500	От −10 до +60
К50-3 К50-3А К50-3Б	Электролитический алюминиевый	1—5000 мкФ	+80 −20	6—450	От −40 до +70

Тип	Характеристика	Емкость	Допустимые отклонения величины емкости, ±%	Номинальное напряжение, В	Допустимые изменения температуры, °С
К50-3Ф К-50-3И	Электролитические импульсные	500—1000 мкФ	+50 —20	300—450	От —25 до +60
Е-50-6	Электрический алюминиевый	1—4000 мкФ	+80 —20	6—160	От —10 до +70
К53-1А	Оксидно-полупроводниковый	0,033—100 мкФ	10; 20; 30	6—30	От —80 до +125
К53-1А	То же	0,033—100 мкФ	10; 20; 30	6—30	От —80 до +85
К53-4	Оксидно-полупроводниковый, ниобиевый	0,68—100 мкФ	10; 20; 30	6—20	От —60 до +85
ЭГЦ	Электролитический герметизированый цилиндрический	2—2000 мкФ	—20; +50	6—500	От —40 до +60
ЭК	Электролитический кольцевой	3 мкФ	+100; —20	300	От —10 до +70
ЭМ	Электролитический малогабаритный	0,5—50 мкФ	+100	4—150	От —60 до +70
ЭМИ	Электролитический миниатюрный	0,5—10 мкФ	—10; +200	3	От —20 до +50
ЭТ, ЭТН	Электролитический танталовый	5—500 мкФ	±20; ±30; ±50; +20	6—150	От —60 до +100
ЭТО	Электролитический танталовый объемнопористый	2—1000 мкФ	±10; ±20; ±30; +50; —20	2—600	От —60 до +200
К52-1	Электролитический танталовый объемнопористый	1,5—1000 мкФ	10; 20; 30	3—100	От —60 до +85
К52-2	То же	10—1000 мкФ	10; 20; 30; +50; —20	6—90	От —60 до +155

Логарифмический конденсатор характеризуется постоянством относительного изменения емкости при повороте ротора на 1° в пределах всей шкалы. Это облегчает соединение нескольких конденсаторов на одной оси, т. е. создание так называемого блока переменных конденсаторов. Логарифмические конденсаторы широко применяются в радиоприемной аппаратуре.

Формы пластин роторов переменных конденсаторов показаны на рис. 8, *б*.

Пределы изменения емкости конденсатора могут быть различными. В приемной и передающей аппаратуре применяются конденсаторы с минимальной емкостью 10—15 пФ и максимальной от 120 до 500 пФ.

Полупеременные конденсаторы широко применяются в радиоаппаратуре в качестве подстроечных для выравнивания емкостей сопряженных контуров. Наиболее распространены керамические и многопластинчатые конденсаторы.

Шайбовый керамический полупеременный конденсатор состоит из керамического основания и вращающегося керамического диска. Об-

кладками служат металлизированные участки статора и ротора. В зависимости от конструкции шайбовые керамические подстроечные конденсаторы подразделяются на следующие типы: КПК-1; КПК-2, КПК-3, КПК-М и КПК-Т (табл. 17). Промышленность выпускает также трубча-

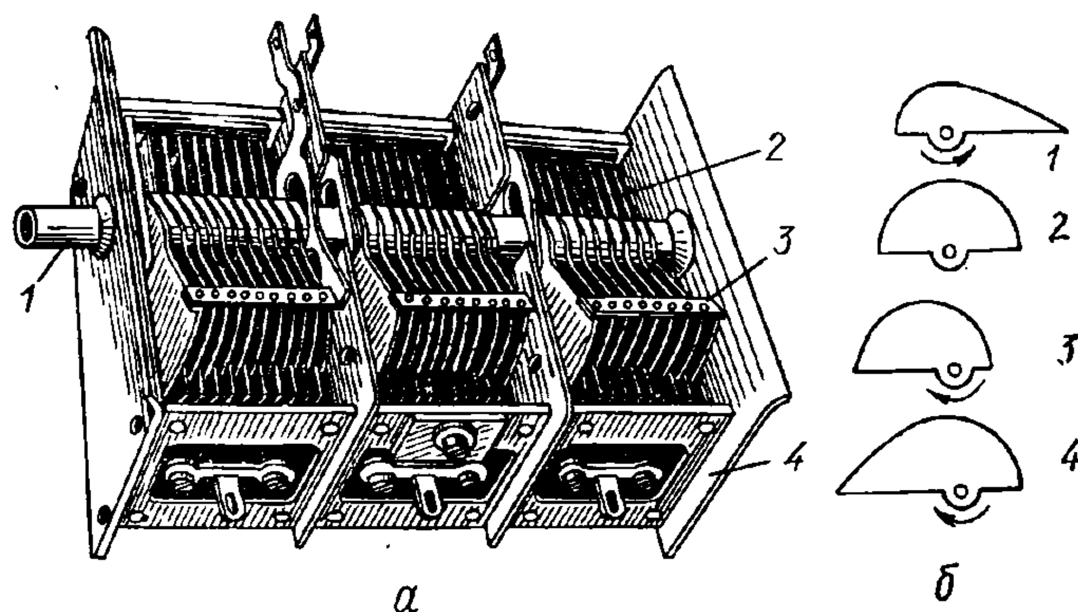


Рис. 8. Конденсатор переменной емкости: *а* — конструкция блока: *1* — ось ротора; *2* — пластины статора; *3* — пластины ротора; *4* — корпус; *б* — формы пластин роторов: *1* — прямоемкостного; *2* — прямоволнового; *3* — прямочастотного; *4* — логарифмического.

тые подстроечные конденсаторы. Их преимуществом является небольшая площадь, занимаемая на шасси радиоустройства.

Многопластинчатый конденсатор по конструкции не отличается от обычного прямоемкостного переменного конденсатора, но имеет меньшие габариты. Преимущество такого конденсатора — высокие электрические показатели, недостаток — сложность конструкции.

Таблица 17

Основные данные керамических подстроечных конденсаторов

Тип	Емкость, пФ	Рабочее напряжение, В
КПК-1	2—7; 4—15; 6—25; 8—30	500
КПК-2	6—60; 10—100; 25—150	
КПК-3	6—60; 10—100; 75—200; 125—250; 200—325; 275—375; 350—450	
КПК-М	4—15; 5—20; 6—25; 8—30	
КПК Т	1—10; 2—15; 2—20; 2—25	
КПВ-М	0,5—1,5; 3—26	

Микромодульные конденсаторы и конденсаторы для печатного монтажа используются в микромодулях и микромодульной аппаратуре. Микромодульные конденсаторы бывают следующих типов:

КМК — конденсаторы микромодульные керамические;

КОПМ — конденсаторы оксидно-полупроводниковые микромодульные;

ММКТ -3/20 — конденсатор подстроечный микромодульный;

КОПП — конденсаторы оксидно-полупроводниковые для печатного монтажа;

Таблица 18

Основные параметры микромодульных конденсаторов

Тип	Характеристика	Емкость, пФ	Допускаемые отклонения величины емкости, %	Номинальное напряжение, В	Размеры элемента, мм
КМК-1-2	Керамические на плате	16—220 30—470 75—820 110—1800 1500—22000	±5; ±10; ±20 +50; —20	50—160	—
КМК-2а	Керамические без платы	(0,022; 0,033; 0,047)·10^6	+80; —20		
КМК-3	Керамические на плате	75—680 240—1200 510—2200 1100—4700	±5; ±10; ±20	30	6 × 6 × 1,9
КМК-3а	Керамические без платы	(0,022; 0,033; 0,047)·10^6	+50; —20		
К10У-1	Керамические для печатного монтажа	150; 330 2200; 4700	±20 +80 —20	350	1,5 × (6; 10)
К31П-6	Слюдяные на плате	100; 120; 150; 180; 220; 270; 330; 390; 470; 560; 680; 820; 1000	±1; ±2; +5; ±10; ±20	100	6 × 6 × 3
К53-6а	Оксиднополупроводниковые для печатного монтажа	(4,7; 6,8; 10; 22; 33; 47; 68; 100)·10^6	—20; +50	6.15.30	8,2 × 10,5
КМПМ	Металлопленочные на плате	1000; 1500; 2200; 3300; 4700; 6800; 10 000 (0,05; 0,1; 0,15; 0,25; 0,5; 1,0)·10^6	±10; ±20 ±10; ±20	160 30, 160	6 × 6 × 2,7 11 × 11 × (18; 22)
КМПП	Металлопленочные для печатного монтажа	(0,01—0,033)·10^6 (0,039—0,1)·10^6	±5; ±10; ±20	100	11 × 22 × (18; 22) 11 × 11 × (15;18;22)
К73П-3 К71П-2 К74-П4	Пленочные на плате	1000; 1500; 2200; 3300; 4700; 6800; 10 000	±10; ±20	160	6 × 6 (2,7—4)
К74-5	Пленочные для печатного монтажа	1000—220 000	±10; ±20	50	(5—16,5) × (2,3—10,5) × (13,5—17)
КМБП	Металлобумажные для печатного монтажа	(0,05; 0,10; 0,15; 0,25; 0,51;0) × 10^6	±10; ±20	30	(10—22) × (11—22) × (11—22)
ММКТ-3/20	Подстроечные на плате	3—20	±2	80	6 × 6 × 4,7
КОПМ	Оксиднополупроводниковые на плате	(1; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8; 10)·10^6 (0,047; 0,068; 0,1; 0,47; 0,68; 1; 1,5; 2,2; 3,3)·10^6 (0,47; 0,68; 1,0; 1,5; 2,2)·10^6 (22; 33; 47; 68; 100)·10^6	±10; ±20; ±30	6 15 30 6	6 × 6 × 3,5
КОПП	Оксиднополупроводниковые для печатного монтажа	(4,7; 6,8; 10; 15; 22; 33)·10^6 (4,7; 6,8; 10; 15; 22)·10^6	—20; +50	15 30	14 × 10,5 (без выводов)
К53-2	Оксиднополупроводниковые таблеточные	(0,047; 0,068; 0,1; 0,15; 0,22; 0,33; 0,47; 0,68; 1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8; 10; 15) — 10^6	—20; +50	6, 10, 15, 30	(2,7—4,7)
К53-5А	Оксиднополупроводниковые на плате	(0,047; 0,068; 0,1; 0,47; 0,68; 1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8; 10)·10^6	±10; ±20; ±30	6, 15, 30	6 × 6 × 3,5

КМПП — конденсаторы металлопленочные для печатного монтажа;
КМБП — конденсаторы металлобумажные для печатного монтажа.

Основные данные микромодульных конденсаторов приведены в табл. 18.

3. Высокочастотные катушки индуктивности

К высокочастотным относятся катушки, работающие на частотах свыше 100 кГц. Основными параметрами катушки являются: индуктивность; добротность; собственная емкость; температурный коэффициент индуктивности (ТКИ).

Добротность катушки Q_L определяется отношением ее индуктивного сопротивления к эквивалентному сопротивлению потерь r:

$$Q_L = \frac{\omega L}{r}.$$

Величина Q_L (при заданной индуктивности) зависит в основном от конструктивного выполнения катушки и бывает порядка 40—200. В некоторых специальных катушках добротность достигает большой величины. Повышению добротности способствует увеличение диаметра провода обмотки, изготовление каркаса из специального радиочастотного материала (полистирола, радиофарфора и т. п.) или бескаркасная намотка.

Собственная емкость возникает в результате близкого расположеиия соседних витков обмотки. Действие суммарной собственной емкости аналогично параллельному подключению к катушке конденсатора, что в большинстве случаев нежелательно. Величина собственной емкости катушки зависит от ее размеров и способа намотки.

Температурный коэффициент индуктивности (ТКИ) показывает относительное изменение величины индуктивности катушки $\left(\frac{\Delta L}{L}\right)$ при изменении температуры окружающей среды на 1° С. Чем меньше величина ТКИ, тем стабильнее работает катушка. Применяя специальные меры (например, изготовление витков методом «вжигания» в керамический каркас), можно получить ТКИ порядка $(8 \div 20) \cdot 10^{-6}$.

В высокочастотных катушках, используемых на частотах более 1,5—2 МГц (индуктивность до 100 мкГ), обычно обмотка располагается на каркасе в один слой.

Индуктивность однослойной цилиндрической катушки

$$L = \frac{0{,}01Dw^2}{\frac{l}{D} + 0{,}44} \text{ мкГ},$$

где D — диаметр катушки, мм; l — длина намотки, мм; w — число витков.

Катушки, применяемые на более низких частотах (индуктивностью более 100 мкГ), в большинстве случаев имеют многослойную обмотку (рис. 9). Для уменьшения собственной емкости многослойных катушек применяют специальные способы намотки: универсальную, внавал и др.

Индуктивность многослойной обмотки

$$L = \frac{0{,}008D^2w^2}{3D + 9l + 10h} \text{ мкГ},$$

где D — средний диаметр катушки, мм; l — длина намотки, мм; h — толщина намотки, мм; w — число витков.

При большом числе витков применяют секционированные катушки (рис. 10, *а*). Этим уменьшают собственную емкость и наружный диаметр катушки. Каждая секция представляет собой обычную многослойную катушку. Обмотки отдельных секций соединяются последовательно.

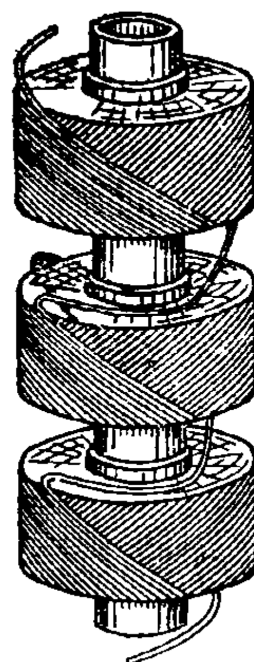


Рис. 9. Многослойные катушки индуктивности.

Индуктивность секционированной катушки

$$L = L_c\ [n + 2k(n - 1)],$$

где L_c — индуктивность одной секции; n — число секций; k — коэффициент связи между соседними секциями.

Величина k зависит от среднего диаметра секций и расстояния между ними (рис. 10, *б*).

Уменьшить размеры катушки при неизменной индуктивности можно, вводя в катушку ферромагнитный сердечник. Это позволяет также осуществить плавное изменение величины индуктивности.

Индуктивность катушки с сердечником

$$L_c = \frac{w^2}{R_м}\ Г,$$

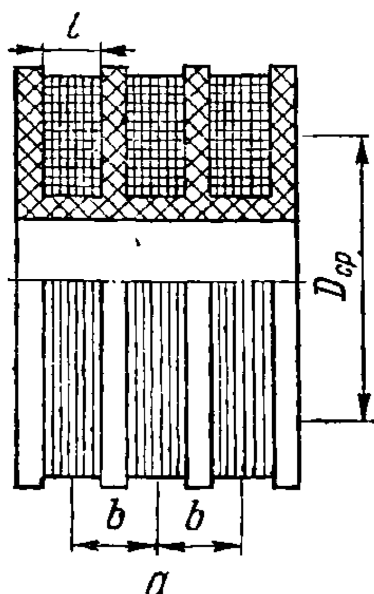
где $R_м$ — магнитное сопротивление сердечника, 1/Г.

Магнитное сопротивление однородного сердечника

$$R_м = \frac{8 \cdot 10^7 \cdot l}{\mu_a S},$$

где l — длина магнитной цепи, см; S — площадь поперечного сечения сердечника, см^2; μ_a — абсолютная магнитная проницаемость материала сердечника,

$$\mu_a = \mu\mu_0.$$



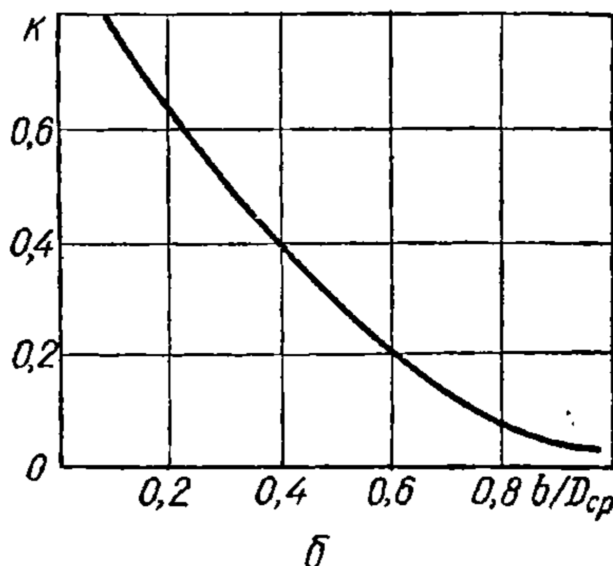


Рис. 10. Секционированная катушка (*а*) и график для расчета индуктивности (*б*).

Магнитное сопротивление неоднородного сердечника, составленного из различных участков, в том числе и воздушных зазоров,

$$R_{м\Sigma} = R_{м1} + R_{м2} + \cdots + R_{мn},$$

где

$$R_{мn} = \frac{8 \cdot 10^7 l n}{\mu_n S_n}.$$

В тех случаях, когда необходимо при минимальных габаритах катушки получить большую индуктивность, применяют катушку с тороидальным сердечником (рис. 11), индуктивность которой

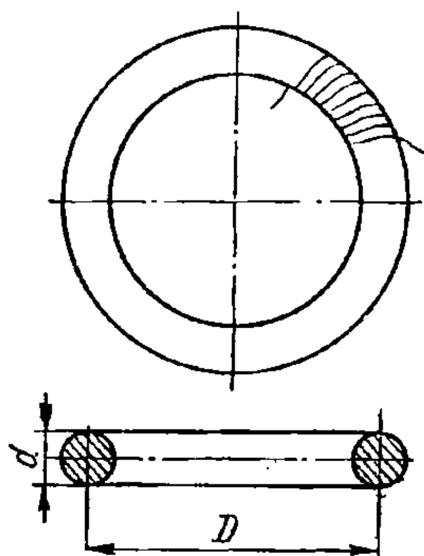


Рис. 11. Катушка с тороидальным сердечником.

Таблица 19

Основные параметры микромодульных катушек индуктивности типа МКИ

Тип	Индуктивность, мкГ	Высота, мм	Точность изготовления или перестройка, %
МКИ	1—8	9,8	±5
МКИ	10—2500	11,8	±5
МКИП	1—8	9,8—11	±10
МКИП	10—2500	11,8—13	±10
МКИС	1—10	9,8	±5
МКИС	16—2500	11,8	±5

$$L = 1{,}26 \mu_д w \frac{S}{l_{ср}} 10^{-5} \text{ мГ},$$

где w — число витков; $\mu_д$ — действующая магнитная проницаемость материала сердечника; S — площадь сечения сердечника, см^2; $l_{ср}$ — средняя длина магнитной силовой линии, см.

На частотах свыше 30 МГц для изменения индуктивности катушек обычно применяют сердечники из меди, латуни или алюминия. Введение в катушку такого сердечника уменьшает индуктивность ее на 3—5%.

Для установки на микроплатах применяются малогабаритные катушки индуктивности на ферритовых сердечниках следующих типов:

ИФМ — катушки индуктивности на ферритовых кольцах;

МКИ — (постоянные), МКИП (переменные), МКИС (индуктивно связанные) — катушки индуктивности на ферритовых броневых сердечниках.

Предназначены для работы в схемах микромодулей в цепях переменного и постоянного тока с максимальным напряжением до 100 В.

Основные данные малогабаритных катушек индуктивности приведены в табл. 19.

ГЛАВА III. КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

1. Свободные колебания в одиночном колебательном контуре

Одиночным электрическим колебательным контуром называется цепь, состоящая из конденсатора и катушки индуктивности.

На рис. 12 приведена схема, иллюстрирующая работу колебательного контура. Если переключатель *П* установить в положение *1*, то конденсатор *С* зарядится от батареи *Б* до напряжения этой батареи U_0. При переводе переключателя в положение *2* конденсатор соединяется с катушкой индуктивности *L*. По мере разрядки конденсатора ток воз-

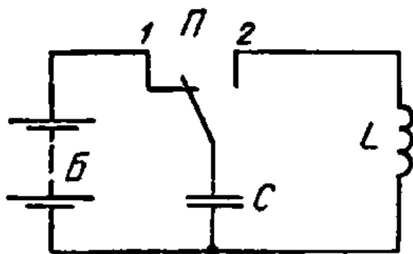


Рис. 12. Схема, иллюстрирующая работу колебательного контура.

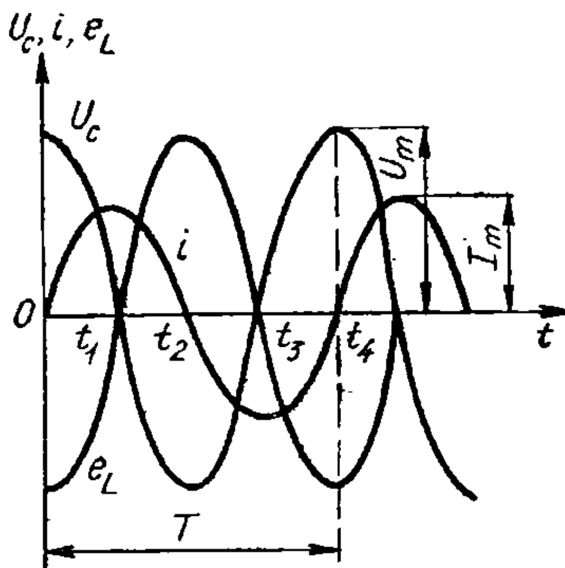


Рис. 13. Графики изменения тока и напряжений в колебательном контуре.

растает и энергия электрического поля конденсатора переходит в энергию магнитного поля катушки. Когда конденсатор полностью разряжается, напряжение на его обкладках исчезает, в это время ток в контуре максимальный. Так как теперь отсутствует сила, поддерживающая ток, то он начинает уменьшаться. При этом увеличивается э. д. с. самоиндукции обратной полярности и конденсатор заряжается с новой полярностью. Роль источника в это время выполняет катушка. По мере зарядки конденсатора напряжение на его обкладках возрастает, а ток в контуре убывает. После окончания зарядки конденсатор начинает разряжаться через катушку и процесс повторяется.

На рис. 13 показаны графики изменения напряжения на конденсаторе U_C, э. д. с. самоиндукции e_L и тока в идеальном контуре i, в котором активное сопротивление равно нулю.

Угловая частота свободных колебаний контура зависит от его параметров:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Частное от деления напряжения на ток в контуре называется волновым сопротивлением контура

$$\rho = \frac{U_м}{I_м} = \sqrt{\frac{L}{C}}\ [Ом].$$

Индуктивное сопротивление катушки и емкостное сопротивление конденсатора при свободных колебаниях равно волновому сопротивлению контура:

$$X_L = X_C = \rho.$$

Частота свободных колебаний

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \text{ Гц}.$$

Длина волны, соответствующая частоте свободных колебаний,

$$\lambda = 2\pi \cdot 3 \cdot 10^8 \sqrt{LC} \text{ м},$$

где L — индуктивность контура, Г; C — емкость контура, Ф.

Если необходимо определить индуктивность или емкость контура по известным значениям f_0 (МГц) и λ (м), то можно воспользоваться формулами:

$$L = \frac{253 \cdot 10^2}{f_0^2 C} = \frac{\lambda^2}{3{,}55C} \text{ мгГ};$$

$$C = \frac{253 \cdot 10^2}{f_0^2 L} = \frac{\lambda^2}{3{,}55L} \text{ пФ}.$$

В реальном колебательном контуре всегда есть активное сопротивление. Поэтому со временем первоначальный запас энергии, сосредоточенной в конденсаторе, постепенно расходуется на активное сопротивление и через некоторое время колебания затухают. Чем больше активное сопротивление, тем быстрее уменьшаются амплитуды тока и напряжения. В зависимости от соотношения между параметрами контура L, C и R скорость затухания колебаний может быть различной.

Для оценки «качества» колебательного контура вводится понятие о добротности контура Q. Добротность равна отношению волнового сопротивления ρ к активному сопротивлению контура R:

$$Q = \frac{\rho}{R}$$

Величина, обратная добротности, называется затуханием контура

$$d = \frac{1}{Q} = \frac{R}{\rho}.$$

Чем больше добротность, тем дольше существуют свободные колебания и тем выше «качество» контура.

Если

$$R \geqslant 2\sqrt{\frac{L}{C}} \left(Q \leqslant \frac{1}{2}\right),$$

свободные колебания в контуре существовать не могут — происходит апериодический разряд. Для характеристики скорости затухания колебаний можно пользоваться декрементом затухания колебательного контура δ, который показывает, какая часть энергии расходуется в активном сопротивлении контура за половину периода:

$$\delta = \frac{W_R}{W_L} = \frac{R}{L} \cdot \frac{T}{2} = \frac{\pi R}{\rho} = \frac{\pi}{Q},$$

где W_R — энергия, расходуемая в активном сопротивлении за половину периода; W_L — полная энергия, запасенная в контуре; $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$ — время одного периода.

2. Вынужденные колебания в последовательном колебательном контуре

Незатухающие колебания в контуре можно получить, подключив к нему источник переменного тока. Если источник включен последовательно с элементами контура L, C, R (рис. 14, *а*), то такая цепь называется последовательным колебательным контуром. Последовательно

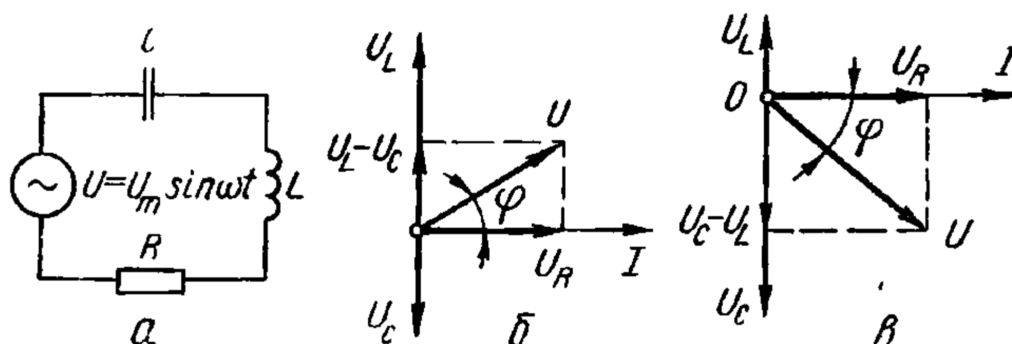


Рис. 14. Последовательный колебательный контур: *а* — эквивалентная схема; *б*, *в* — векторные диаграммы.

с элементами L, C, R целесообразно включать источник с малым внутренним сопротивлением.

При подключении внешнего источника в контуре возникают колебания, но их частота определяется не величинами L и C, как при свободных колебаниях, а частотой напряжения источника. Поэтому такие колебания называются вынужденными.

Под действием синусоидального напряжения через элементы контура протекает переменный ток, который создает падение напряжения на индуктивном, емкостном и активном сопротивлениях. Так как эти напряжения сдвинуты относительно тока на различные фазовые углы, то наиболее наглядно их можно показать на векторных диаграммах (рис. 14, *б*, *в*). Напряжение на активном сопротивлении U_R совпадает по фазе с током. Поэтому вектор $\overline{U}_R$ совпадает по направлению с вектором $\overline{I}$. Напряжение на индуктивном сопротивлении U_L опережает ток на угол $\frac{\pi}{2}$, а напряжение на емкостном сопротивлении U_C отстает от тока на такой же угол $\frac{\pi}{2}$. Из диаграммы видно, что векторы $\overline{U}_L$ и $\overline{U}_C$ сдвинуты между собой на угол π, т. е. находятся в противофазе. Вектор напряжения, действующего на зажимах источника $\overline{U}$, равен геометрической сумме векторов $\overline{U}_L - \overline{U}_C$ и $\overline{U}_R$. Как следует из диаграммы (рис. 14, *а*), при $\overline{U}_L > \overline{U}_C$ напряжение источника опережает ток в контуре на угол $\varphi < \frac{\pi}{2}$. В данном случае контур ведет себя аналогично электрической цепи с индуктивным и активным сопротивлениями, т. е. контур имеет сопротивление индуктивного характера.

На рис. 14, б приведена векторная диаграмма для случая, когда $\overline{U}_L < \overline{U}_C$. В этом случае ток I опережает напряжение источника U на угол $\varphi < \frac{\pi}{2}$ и контур имеет сопротивление емкостного характера. Полное сопротивление последовательного контура

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}.$$

В комплексной форме сопротивление последовательного контура

$$\dot{Z} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = |Z|e^{j\varphi}.$$

Амплитудное значение тока

$$I_m = \frac{U_m}{Z} = \frac{U_m}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}},$$

где U_m — амплитуда напряжения источника; ω — угловая частота напряжения источника.

Формула выражает закон Ома для цепи переменного тока, состоящей из L, C и R.

Наибольшее значение тока получается при

$$X_L = X_C, \quad \text{или} \quad \omega L = \frac{1}{\omega C}.$$

В этом случае имеет место явление, которое называется резонансом. Резонанс возникает при условии равенства частоты напряжения источника и частоты свободных колебаний контура.

При резонансе амплитуда тока в контуре

$$I_{m\text{р}} = \frac{U_m}{R}.$$

Напряжение на индуктивном сопротивлении

$$U_L = I_{m\text{р}} X_L;$$

на емкостном сопротивлении

$$U_C = I_{m\text{р}} X_C.$$

Так как $X_L = X_C$, то $U_L = U_C$. Векторная диаграмма для этого случая показана на рис. 15. Вектор напряжения источника $\overline{U}$ совпадает по фазе с вектором тока $\overline{I}$ и равен по величине напряжению на активном сопротивлении U_R. Следовательно, при резонансе контур оказывает источнику сопротивление активного характера. Амплитуда напряжения источника

$$U_m = U_R = I_{m\text{р}} R.$$

Отношение

$$\frac{U_L}{U} = \frac{I_{m\text{р}} X_L}{I_{m\text{р}} R} = \frac{X_L}{R} = \frac{\omega L}{R} = \frac{\rho}{R} = Q,$$

т. е. при резонансе напряжение на индуктивном сопротивлении в Q раз превышает напряжение источника, а так как добротность контуров, применяемых в радиотехнике, большая, то напряжение на катушке может в сотни раз превысить напряжение источника.

Аналогично отношение напряжения на емкостном сопротивлении к напряжению источника при резонансе

$$\frac{U_C}{U} = \frac{1}{\omega CR} = \frac{\rho}{R} = Q.$$

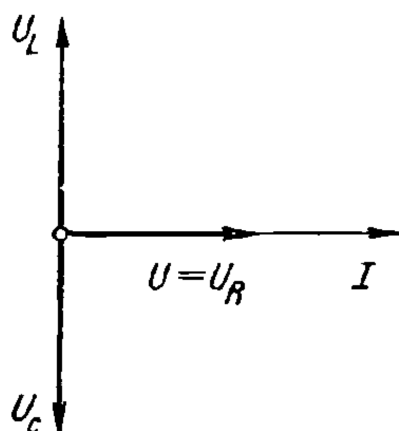


Рис. 15. Векторная диаграмма при резонансе напряжений.

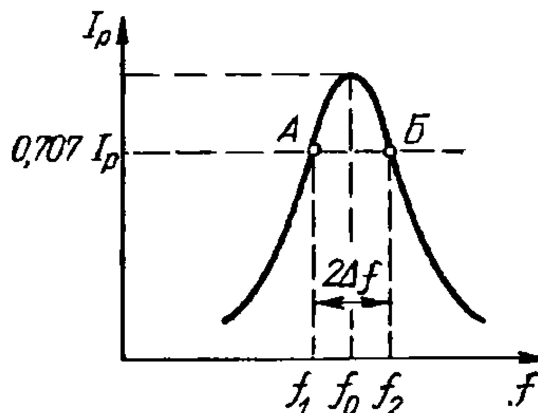


Рис. 16. Резонансная кривая последовательного колебательного контура.

Резонанс в последовательном колебательном контуре называется резонансом напряжений. Этим подчеркивается тот факт, что напряжение на реактивных элементах при резонансе становится больше напряжения источника. График зависимости тока в контуре от частоты питающего напряжения называется резонансной кривой (рис. 16).

Способность колебательного контура создавать интенсивные колебания на одной частоте (точнее в узкой полосе частот) и почти не реагировать на сигналы других частот называется *избирательностью*. Количественно избирательность S выражается числом, которое показывает, во сколько раз ослабляются посторонние сигналы по сравнению с колебаниями резонансной частоты:

$$S = \frac{I_p}{I_{(\Delta f)}},$$

где $I_{(\Delta f)}$ — ток в контуре при расстройке на Δf.

Полосой пропускания контура называют полосу частот, в пределах которой ток в контуре уменьшается не более, чем в заданное число раз по сравнению с током при резонансе (рис. 16).

Полоса пропускания колебательного контура прямо пропорциональна частоте настройки контура f_0 и обратно пропорциональна величине добротности:

$$П = 2\Delta f = k\frac{f_0}{Q},$$

где k — коэффициент пропорциональности, зависящий от уровня, на котором отсчитывается полоса пропускания. Для уровня $I_k = 0{,}707\ I_p$

$k = 1$, и формула приобретает вид

$$\Pi = \frac{f_0}{Q}.$$

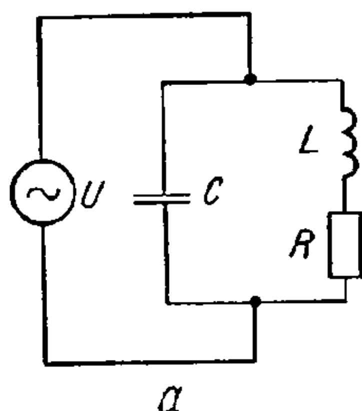
Уровню $I_k = 0{,}5\, I_p$ соответствует $k = \sqrt{3}$; в этом случае

$$\Pi = \sqrt{3}\frac{f_0}{Q}.$$

3. Вынужденные колебания в параллельном колебательном контуре

При подключении источника параллельно элементам колебательного контура образуется параллельный колебательный контур. Параллельное подключение источника к элементам L, C целесообразно при источниках э. д. с. с большим внутренним сопротивлением.

Рассматривая процессы в параллельном контуре, отметим, что величины активных сопротивлений в емкостной и индуктивной ветвях обычно неодинаковы. Активное сопротивление конденсатора определяется сопротивлением диэлектрика. В современных конденсаторах применяются высококачественные диэлектрики, активное сопротивление которых очень велико, а так как оно подключено параллельно обкладкам конденсатора, то его влиянием можно пренебречь. В индуктивной ветви следует учитывать активное сопротивление провода, из которого изготовлена катушка индуктивности.



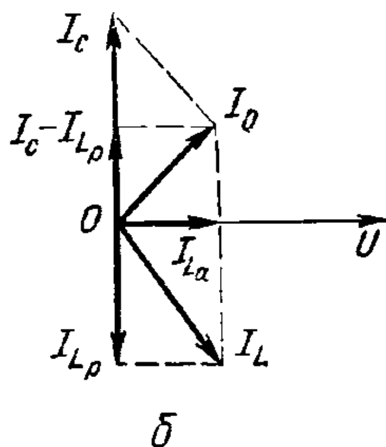


Рис. 17. Параллельный колебательный контур: *а* — эквивалентная схема; *б* — векторная диаграмма.

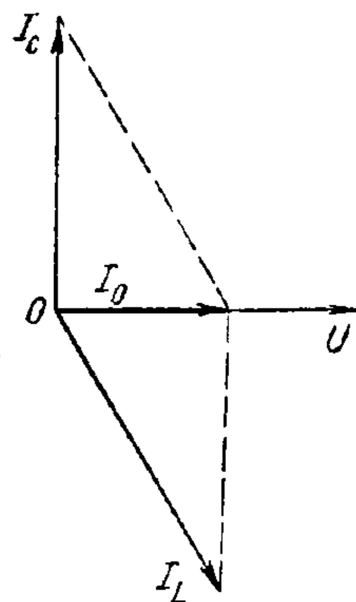


Рис. 18. Векторная диаграмма при резонансе токов.

Эквивалентная схема параллельного колебательного контура представлена на рис. 17, *а*.

Векторная диаграмма, соответствующая данной схеме, приведена на рис. 17, *б*. Наличие активного сопротивления в индуктивной ветви приводит к тому, что угол сдвига фаз между напряжением U и током I_L становится меньше, чем $\frac{\pi}{2}$, поэтому результирующий ток I_0 можно определить геометрическим суммированием векторов $\bar{I}_C$ и $\bar{I}_L$. Разложим вектор $\bar{I}_L$ на две составляющие: реактивную $\bar{I}_{Lp}$ и активную $\bar{I}_{La}$. Реак-

тивная составляющая смещена по фазе относительно напряжения на угол $\frac{\pi}{2}$, а активная совпадает по фазе с напряжением. Результирующий реактивный ток в контуре равен геометрической сумме векторов I_C и I_{Lp}, т. е. вектору $\bar{I}_C - \bar{I}_{Lp}$. Ток в неразветвленной части цепи равен геометрической сумме векторов результирующего реактивного тока $\bar{I}_C - \bar{I}_{Lp}$ и активной составляющей тока I_{La}. Суммарная проводимость параллельного контура является геометрической суммой результирующей реактивной проводимости $b_C - b_{Lp}$ и активной проводимости g_{La}. Угол сдвига фаз связан с указанными проводимостями соотношением

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{b_C - b_{Lp}}{g_{La}}.$$

При определенных значениях величин X_C, X_L и R ток I_0 может совпасть по фазе с напряжением U. Это происходит, когда емкостный ток I_C равен реактивной составляющей тока в индуктивной ветви I_{Lp} (рис. 18).

Равенство $I_C = I_{Lp}$ возможно только при условии равенства проводимостей b_C и b_{Lp}.

Если угол сдвига фаз между напряжением источника и током равен нулю, то внешняя цепь оказывает источнику сопротивление чисто активного характера. В данном случае напряжение U и ток I_0 совпадают по фазе и, следовательно, колебательный контур ведет себя по отношению к источнику как активное сопротивление. Известно, что в случае резонанса в контуре происходят интенсивные колебания, а от источника потребляется незначительная энергия, идущая на покрытие потерь на активном сопротивлении. Резонанс наступает при частоте

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{R^2}{\rho^2}}.$$

Так как обычно $R \ll \rho$, величину ω_p можно определить по приближенной формуле

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \approx \omega_0.$$

При резонансе отношение токов

$$\frac{I_{La}}{I_L} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (\omega_0 L)^2}}.$$

Учитывая, что на практике $R \ll \omega_0 L$, приближенно можно считать:

$$\frac{I_{La}}{I_L} \approx \frac{R}{\omega_0 L}.$$

Из векторной диаграммы (рис. 18) видно, что при резонансе $I_{La} = I_0$, поэтому

$$\frac{I_0}{I_L} \approx \frac{R}{\omega_0 L}.$$

Учитывая, что $\frac{\omega_0 L}{R} = Q$, получим:

$$\frac{I_0}{I_L} \approx \frac{1}{Q},$$

откуда следует, что ток в неразветвленной части цепи при резонансе в Q раз меньше тока в контуре. Резонанс в параллельном колебательном контуре называется резонансом токов.

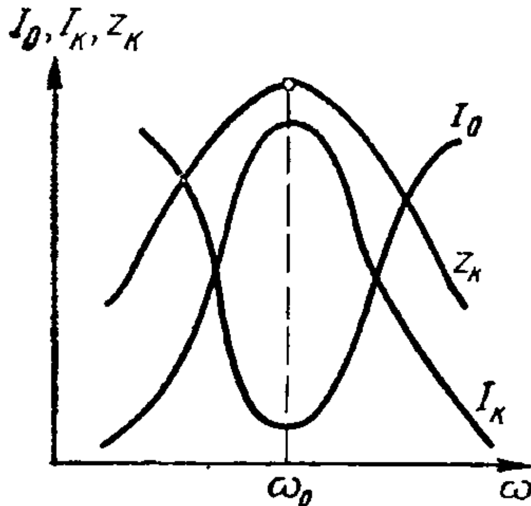


Рис. 19. Резонансные кривые параллельного колебательного контура.

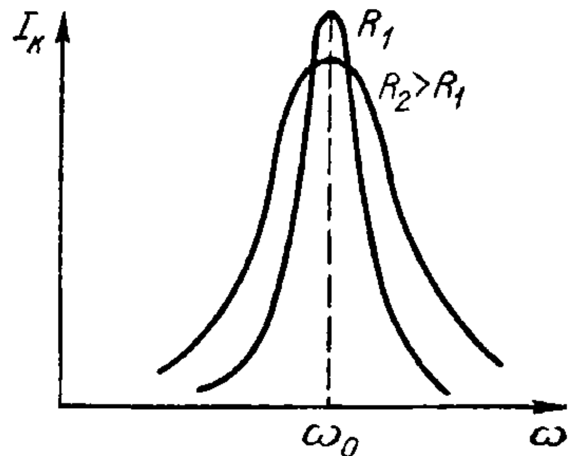


Рис. 20. Резонансные кривые при различных активных сопротивлениях.

Сопротивление параллельного контура

$$Z = \frac{(R + j\omega L)\left(\frac{1}{j\omega C}\right)}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)}.$$

Учитывая, что обычно $R \ll j\omega L$ и то, что при резонансе

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} = \rho,$$

величину резонансного сопротивления можно определить по формуле

$$Z_p = \frac{j\omega L \frac{1}{j\omega C}}{R} = \frac{L}{CR} = \frac{\rho^2}{R}.$$

При расстройке параллельного контура его сопротивление уменьшается, ток I_0 возрастает, а контурный ток убывает. В этом случае контур оказывает источнику сопротивление, состоящее из активной и реактивной составляющих. Если частота источника ω превышает частоту свободных колебаний контура ω_0, то сопротивление емкостной ветви уменьшается, а индуктивной возрастает. Следовательно, через емкостную ветвь протекает больший ток, чем через индуктивную, и контур оказывает источнику сопротивление емкостного характера. Если частоту источника уменьшить относительно частоты свободных колебаний контура, то он будет оказывать источнику сопротивления индуктивного характера.

На рис. 19 приведены резонансные кривые параллельного контура. Кривые $I_к = f(\omega)$ и $I_0 = f(\omega)$ соответствуют законам изменения контурного тока и тока в неразветвленной части цепи при изменении частоты питающего напряжения. Максимуму контурного тока $I_к$ (при резонансе) соответствует минимум тока I_0.

Кривая $Z_к$ показывает закон изменения сопротивления параллельного контура при его расстройке.

Изменение активного сопротивления контура влияет на форму резонансной кривой: при увеличении R она становится более пологой, а при уменьшении R — более крутой (рис. 20).

Параллельный колебательный контур, в одной ветви которого сосредоточена индуктивность, а во второй емкость, называется контуром I вида.

4. Колебательные контуры II и III видов

На практике часто возникает необходимость изменения сопротивления контура без изменения его настройки. Для этого применяют «неполное» подключение контура к источнику (рис. 21, *а*). Контуром II вида называется такое соединение элементов, при котором в одной ветви

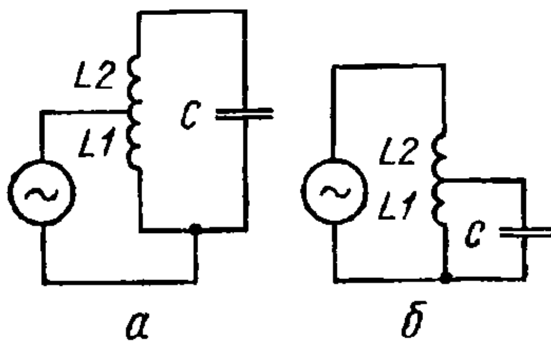


Рис. 21. Колебательный контур II вида:
а — при $p < 1$; *б* — при $p > 1$.

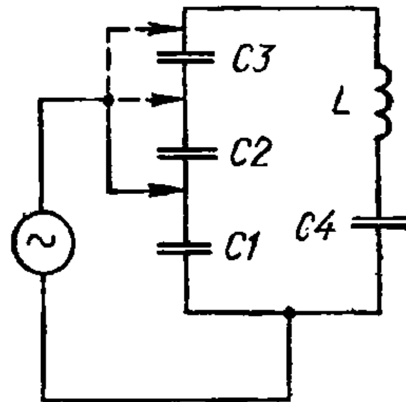


Рис. 22. Колебательный контур III вида.

контура расположена индуктивность, а во второй — индуктивность и емкость. Резонансное сопротивление контура II вида

$$Z_{IIр} = Z_р\left(\frac{L_1}{L}\right)^2 = Z_р\left(\frac{L_1}{L_1 + L_2}\right)^2 = Z_р p^2.$$

Отношение $\frac{L_1}{L} = \frac{L_1}{L_1 + L_2} = p$ называется коэффициентом включения контура. Величина коэффициента p определяется схемой подключения источника к контурной катушке. Изменение величины p не связано с изменением параметров контура и, следовательно, его резонансной частоты, поэтому можно изменять сопротивление контура, не расстраивая его. Так как в рассмотренном контуре коэффициент включения $p < 1$, то при перемещении точки подключения источника к контуру сопротивление контура изменяется, но всегда остается меньшим, чем $Z_р$.

Если применить соединение элементов, как показано на рис. 21, *б*, то можно получить $p > 1$ и, следовательно, $Z_{IIр} > Z_р$. В контуре III вида (рис. 22) к источнику подключается ветвь, состоящая из емкости, и ветвь, состоящая из емкости и индуктивности. Общую емкость

образуют последовательным соединением нескольких конденсаторов. Резонансное сопротивление контура III вида

$$Z_{\text{IIIp}} = Z_{\text{p}} p^2.$$

Коэффициент включения

$$p = \frac{C_{\text{общ}}}{C_1},$$

где $C_{\text{общ}}$ — общая емкость контура; C_1 — емкость конденсатора, подключенного к источнику.

5. Связанные контуры

Контуры называются связанными, если энергия одного контура передается в другой. Контур, в котором есть источник питания, считается первичным, а контур, в котором колебания возникают в результате связи с первичным контуром,— вторичным.

Связь между контурами может осуществляться различными способами. На рис. 23 показаны виды связи контуров, которые чаще всего встречаются на практике. Связь, изображенная на рис. 23, *а*, называется индуктивной, или трансформаторной, и осуществляется через общее магнитное поле, существующее между катушками *L1* и *L2*. Коэффициент связи

$$k_{\text{св}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}},$$

где M — коэффициент взаимоиндукции между катушками *L1* и *L2*.

На рис. 23, *б* показана автотрансформаторная связь. Элементом связи служит часть катушки первичного контура ($L_{\text{св}}$). Переменный ток, протекающий в первичном контуре, создает на $L_{\text{св}}$ падение напряжения, которое воздействует на вторичный контур и создает в нем ток. Коэффициент связи для этой схемы

$$k_{\text{св}} = \frac{L_{\text{св}}}{\sqrt{(L_1 + L_{\text{св}})(L_2 + L_{\text{св}})}}.$$

Элементом связи может быть конденсатор. Такая связь называется емкостной (рис. 23, *в* и *г*). Если элементом связи является конденсатор первичного контура, то образуется внутренняя емкостная связь (рис. 23, *в*). Напряжение на конденсаторе $C_{\text{св}}$, создаваемое током первичного контура, возбуждает колебания во вторичном контуре. Чем меньше величина емкости $C_{\text{св}}$, тем больше емкостное сопротивление этого конденсатора $\left(X_{\text{св}} = \frac{1}{\omega C_{\text{св}}}\right)$ и тем большее напряжение поступает во вторичный контур. Следовательно, с уменьшением емкости $C_{\text{св}}$ связь оказывается более сильной. Коэффициент связи при внутренней емкостной связи

$$k_{\text{св}} = \sqrt{\frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_{\text{св}})(C_2 + C_{\text{св}})}}.$$

Если элементы вторичного контура соединены параллельно и подключены к первичному контуру через конденсатор связи, то такая связь

называется внешней емкостной (рис. 23, г). Конденсатор $C_{св}$ и вторичный контур соединены между собой последовательно, поэтому распределение напряжения между ними зависит от соотношения сопротивлений конденсатора $C_{св}$ и контура. С увеличением емкости $C_{св}$ емкостное сопротивление уменьшается и большая часть напряжения первичного контура выделяется на вторичном контуре, т. е. связь возрастает. Коэффициент связи при внешней емкостной связи

$$k_{св} = \frac{C_{св}}{\sqrt{(C_1 + C_{св})(C_2 + C_{св})}}.$$

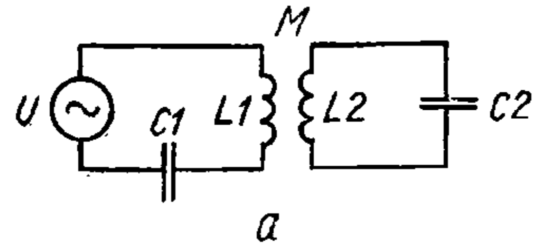
Если общим элементом первичного и вторичного контуров является активное сопротивление $R_{св}$, то такая связь называется гальванической (рис. 23, д). Во вторичный контур вводится напряжение, образующееся на сопротивлении $R_{св}$ при протекании через него тока первичного контура.

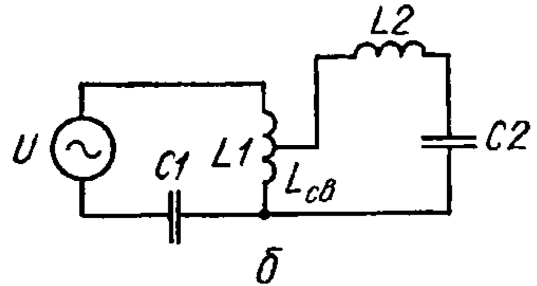
Гальваническая связь применяется редко, так как включение сопротивления $R_{св}$ ухудшает резонансные свойства контуров и уменьшает их добротность. Иногда применяются смешанные виды связи. На рис. 24 показана смешанная индуктивно-емкостная связь между контурами.

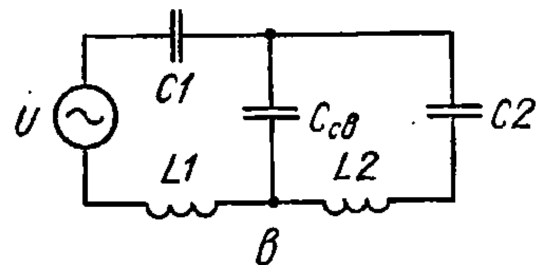
Наиболее часто применяется индуктивная связь. Если частота источника больше частоты собственных колебаний первичного контура, но не меньше частоты собственных колебаний вторичного контура, то процессы, происходящие в рассматриваемой системе, иллюстрируются векторной диаграммой, изображенной на рис. 25. Под воздействием напряжения генератора U в первичном контуре протекает ток I_1, который отстает по фазе от напряжения U на угол φ_1 (первичный контур оказывает сопротивление индуктивного характера). Ток I_1, протекая через катушку $L1$, создает переменный магнитный поток, который, пересекая витки катушки $L2$, наводит в ней э. д. с. взаимоиндукции

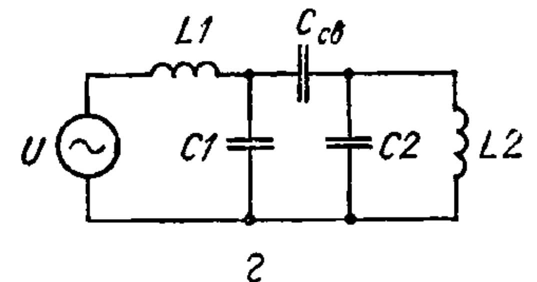
$$E_2 = I_1 \omega M,$$

где M — коэффициент взаимоиндукции между катушками $L1$ и $L2$.









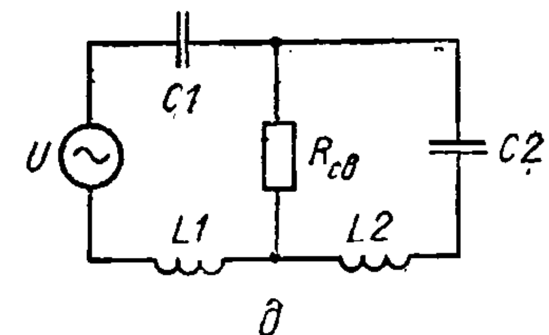


Рис. 23. Виды связи контуров: *а* — трансформаторная; *б* — автотрансформаторная; *в* — внутренняя емкостная; *г* — внешняя емкостная; *д* — гальваническая.

Э. д. с. взаимоиндукции отстает по фазе от тока I_1 на угол $\frac{\pi}{2}$. Э. д. с. E_2 возбуждает во вторичном контуре ток I_2, который сдвинут по фазе относительно E_2 на угол $\varphi_2 < \frac{\pi}{2}$. Так как сопротивление вторичного контура имеет емкостный характер, то ток I_2 опережает по фазе э. д. с. E_2. Ток I_2 создает падение напряжения на каждом элементе вторичного контура. Проходя через катушку $L2$, ток I_2 создает магнитный поток, который возбуждает не только э. д. с. самоиндукции в катушке $L2$, но и э. д. с. взаимоиндукции E_1' в катушке $L1$. Это объяс-

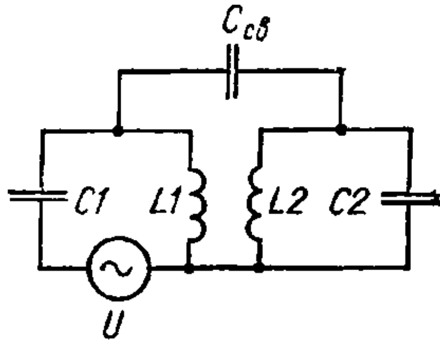


Рис. 24. Индуктивно-емкостная связь между контурами.

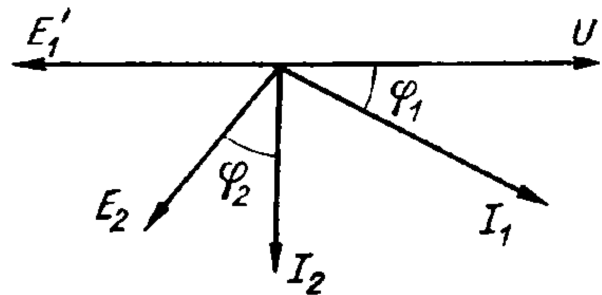


Рис. 25. Векторная диаграмма для связанных контуров.

няется тем, что часть магнитного потока катушки L_2 пересекает витки катушки $L1$. Э. д. с. E_1' отстает по фазе от тока I_2 на угол $\frac{\pi}{2}$. Из векторной диаграммы видно, что э. д. с. E_1' не совпадает по фазе с напряжением генератора U. Это означает, что она ослабляет действие источника и, следовательно, уменьшает величину тока I_1. Кроме того, наличие э. д. с. E_1' изменяет фазовый сдвиг между током в контуре и напряжением генератора, что приводит к расстройке первичного контура. Появление э. д. с. E_1' является реакцией, которую оказывает вторичный контур на первичный. Указанная реакция имеет место только в том случае, если цепь вторичного контура замкнута. При разомкнутом вторичном контуре $I_2 = 0$ и дополнительная э. д. с. в контуре не возникает.

Влияние вторичного контура на первичный можно представить как «внесение» в первичный контур комплексного сопротивления, состоящего из активной и реактивной составляющих.

Активная часть вносимого сопротивления, учитывающая потери энергии во вторичном контуре,

$$R_{вн} = \frac{X_{св}^2}{|Z_2'|^2} R_2,$$

где $X_{св}$ — реактивное сопротивление элемента связи; Z_2' — полное сопротивление вторичного контура с учетом элемента связи ($Z_2' = Z_2 + Z_{св}$); R_2 — активное сопротивление вторичного контура.

Реактивная часть вносимого сопротивления, определяющая расстройку первичного контура,

$$X_{вн} = -\frac{X_{св}^2}{(Z_2')^2} X_2,$$

где X_2 — реактивное сопротивление вторичного контура. Знак «—» означает, что характер вносимого реактивного сопротивления всегда противоположен характеру реактивного сопротивления вторичного контура.

Если оба контура настроены на частоту источника ($\omega_1 = \omega_2 = \omega_0$), возникает полный резонанс, при котором ток в первичном контуре

$$I_{1р} = \frac{U_1}{R_1 + R_{вн}} .$$

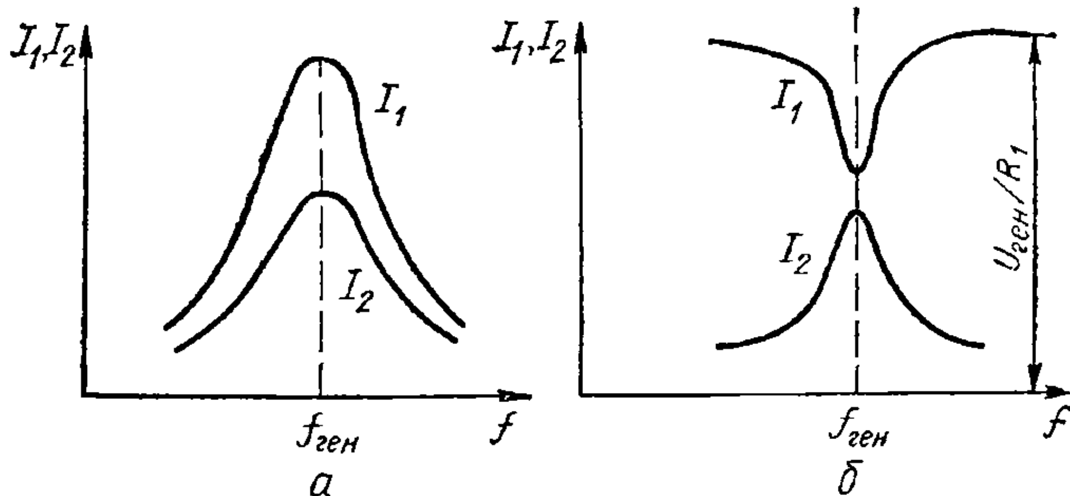


Рис. 26. Графики зависимости токов I_1 и I_2 от настройки: а — первичного контура; б — вторичного контура.

Вносимое сопротивление при резонансе

$$R_{вн} = \frac{X_{св}^2}{(Z_2')^2} R_2 = \frac{(\omega_0 M)^2 R_2}{R_2^2} = \frac{(\omega_0 M)^2}{R_2} .$$

Известно, что генератор передает в нагрузочное сопротивление наибольшую мощность при условии равенства сопротивления нагрузки и внутреннего сопротивления генератора. В нашем случае внутренним сопротивлением генератора является активное сопротивление первичного контура $R1$, а сопротивлением нагрузки — вносимое сопротивление $R_{вн}$. Поэтому наибольшая мощность будет передаваться во вторичный контур при условии

$$R_{вн} = R_1.$$

Связь между контурами, при которой выполняется данное равенство, называется критической. При $R_{вн} < R_1$ связь считается слабой, а при $R_{вн} > R_1$ — сильной.

Коэффициент взаимоиндукции, соответствующий критической связи,

$$M_{кр} = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{\omega_0} .$$

Если $R_1 = R_2 = R$, то $M_{кр} = \frac{R}{\omega_0}$.

К. п. д. системы связанных контуров называется отношение мощности, передаваемой во вторичный контур $P2$, к мощности,

потребляемой от генератора P_0:

$$\eta = \frac{P_2}{P_0} = \frac{I_{1р}^2 R_{вн}}{I_{1р}^2 (R_1 + R_{вн})} = \frac{R_{вн}}{R_1 + R_{вн}}.$$

При критической связи ($R_{вн} = R_1$) $\eta = 50\%$. С увеличением связи к. п. д. растет, но мощность P_0 уменьшается. Сопротивление, вносимое

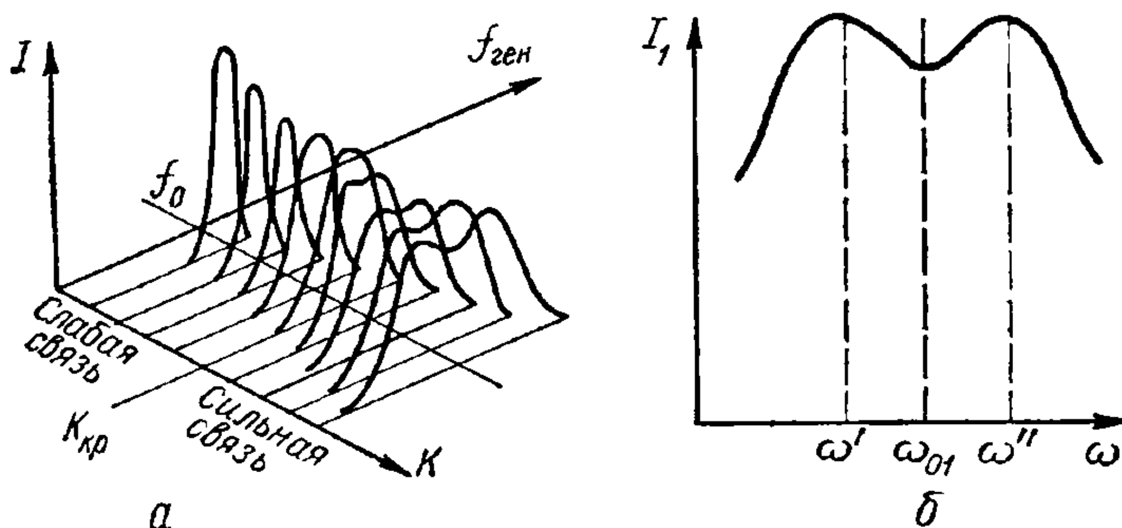


Рис. 27. Резонансные кривые:
а — при изменении связи между контурами; *б* — для сильной связи.

из вторичного контура в первичный, увеличивает активное сопротивление первичного контура и, следовательно, уменьшает его добротность. Поэтому резонансная кривая первичного контура получается более пологой, чем соответствующая кривая такого же одиночного контура, и полоса пропускания его увеличивается.

Зависимость токов I_1 и I_2 от настройки первичного контура показана на рис. 26, *а*, от настройки вторичного контура при неизменной настройке первичного — на рис. 26, *б*. При полном резонансе, когда оба контура настроены на частоту источника, в первичный контур вносится наибольшее сопротивление, поэтому ток I_1 минимальный.

Деформация формы резонансных кривых первичного и вторичного контуров при изменении связи между контурами показана на рис. 27, *а*. С усилением связи ток во вторичном контуре возрастает, а в первичном — уменьшается (увеличивается вносимое сопротивление). Кроме того, резонансная кривая получается более пологой, что соответствует расширению полосы пропускания первичного и вторичного контуров. При критической связи форма резонансной кривой настолько деформируется, что напоминает прямоугольник. При сильной связи на частотах, близких к резонансной, вносимые активные и реактивные сопротивления превышают как активное, так и реактивное сопротивление первичного контура. Это приводит к появлению трех резонансных частот, в результате чего резонансная кривая приобретает характерную «двугорбую» форму (рис. 27, *б*). Возникновение резонанса в первичном контуре на частотах, отличных от частоты собственных колебаний, объясняется следующим образом. Допустим, что настройка связанных контуров остается неизменной, а изменяется частота генератора $\omega_{ген}$. Если $\omega_{ген} \ll \omega_{01}$, то сопротивление первичного и вторичного контуров имеет явно выраженный емкостный характер. Однако известно, что вносимое реактивное сопротивление по характеру обратно сопротивлению

вторичного контура. Поэтому в первичный контур вносится индуктивное сопротивление. При условии $\omega_{ген} \ll \omega_{01}$ оба контура сильно расстроены, величина вносимого сопротивления мала и собственное (емкостное) сопротивление первичного контура превышает величину вносимого (индуктивного) сопротивления. По мере увеличения частоты $\omega_{ген}$ токи I_1 и I_2 возрастают и соответственно увеличивается вносимое сопротивление. При сильной связи величина вносимого реактивного сопротивления становится настолько большой, что на определенной частоте ω', меньшей чем ω_{01}, вносимое индуктивное сопротивление становится равным емкостному сопротивлению контура, и результирующее сопротивление первичного контура оказывается активным. Аналогично при определенной частоте ω'', большей чем ω_{01}, вносимое емкостное сопротивление становится равным индуктивному сопротивлению контура и общее сопротивление снова становится активным. Следовательно, сопротивление первичного контура трижды приобретает активный характер на частотах ω', ω_{01}, и ω''. Величина тока I_1 при частоте генератора $\omega_{ген} = \omega_{01}$ меньше, чем при частотах ω' и ω'', так как активное вносимое сопротивление на этой частоте имеет наибольшее значение. Чем сильнее связь, тем больше расстояние между «горбами» и тем шире полоса пропускания системы. Максимальная полоса пропускания системы двух связанных контуров в 3,1 раза больше полосы пропускания одиночного контура. Плавным изменением величины связи можно в значительных пределах изменять полосу пропускания системы. Это широко используется в радиотехнических устройствах.

6. Электрические фильтры

Электрический фильтр — это линейная система, пропускающая сигналы определенных частот с малым затуханием, а сигналы других частот — с большим затуханием. По назначению различают:

полосовые пропускающие фильтры, которые предназначены для выделения определенной полосы частот спектра и подавления мешающих сигналов вне этой полосы;

полосовые заграждающие фильтры, предназначенные для «задержки» заданной полосы частот и пропускания сигналов других частот;

фильтры верхних частот, пропускающие сигналы всех частот выше некоторой граничной;

фильтры нижних частот, пропускающие сигналы всех частот ниже некоторой граничной.

Частота, лежащая на границе полос пропускания (прозрачности) и задерживания (непрозрачности), называется частотой среза (f_c). График зависимости затухания фильтра от частоты называется характеристикой затухания. Затухание определяется по формуле

$$b = \frac{U_{вх}}{U_{вых}},$$

или в логарифмических единицах — децибеллах

$$b = 20 \lg \frac{U_{вх}}{U_{вых}} \text{ дБ}.$$

Об избирательных свойствах фильтра можно также судить по характеристике пропускания — графику зависимости коэффициента

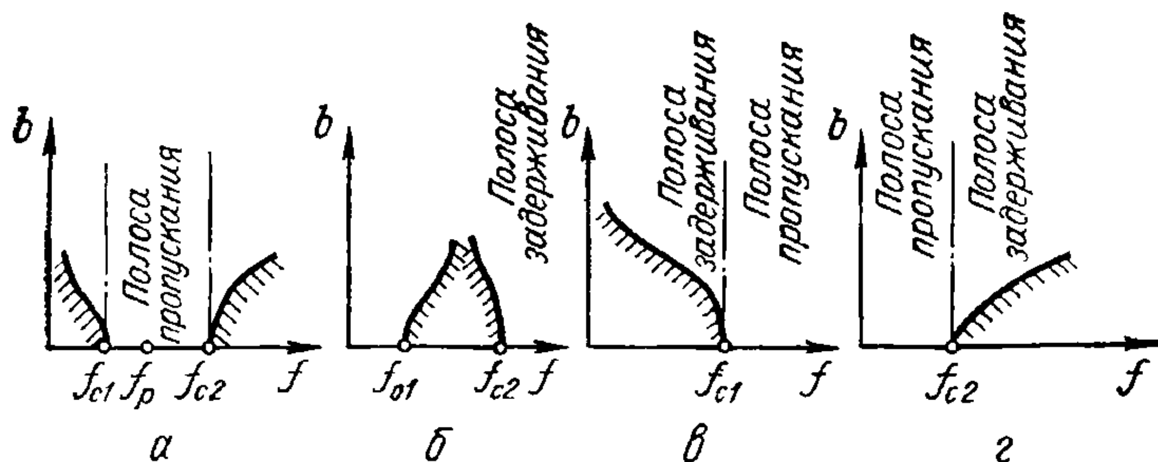


Рис. 28. Характеристики затухания фильтров:
а — полосового; *б* — заграждающего; *в* — верхних частот; *г* — нижних частот.

передачи фильтра от частоты входного сигнала. Коэффициент передачи

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}.$$

На рис. 28 приведены типичные характеристики затухания полосового, заграждающего фильтра, а также фильтров верхних и нижних частот.

По виду элементов, применяемых в фильтрах, их подразделяют на фильтры *LC*, *RC*, пьезоэлектрические и электромеханические.

7. Полосовые пропускающие фильтры

Такие фильтры имеют две частоты среза: f_{c1} и f_{c2}, между которыми лежит полоса пропускания (рис. 28, *а*).

Простейшим полосовым пропускающим фильтром *LC* является колебательный контур. Для получения более совершенной фильтрации при необходимой полосе пропускания схему фильтра усложняют.

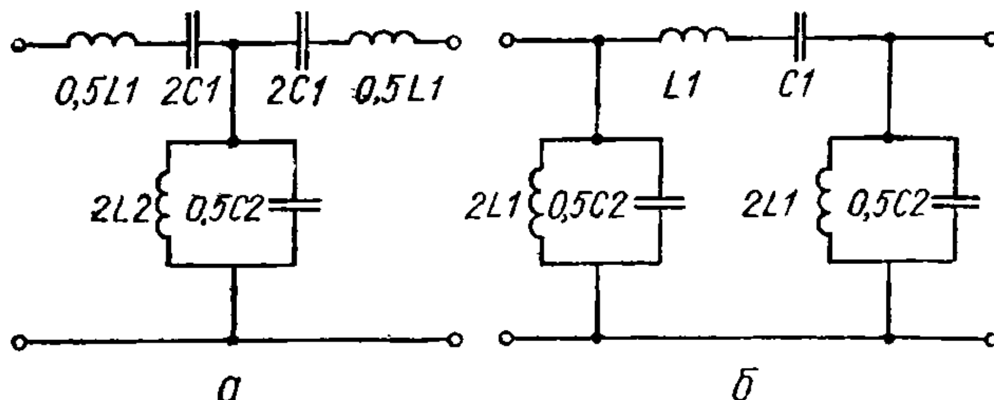


Рис. 29. Схемы полосовых пропускающих фильтров типа *К*:
а — Т-образного; *б* — П-образного

Фильтр, состоящий из простейших Г-образных полузвеньев, называется фильтром типа *К*. Фильтры, в которых применяются более сложные звенья, называются фильтрами типа *m*.

Для получения большего затухания и симметрии применяются *Т*- или П-образные звенья (рис. 29, *а*, *б*).

На частотах, меньших f_{c1} и больших f_{c2}, последовательные контуры L_1C_1 имеют большое сопротивление, а параллельные контуры L_2C_2 —

малое, поэтому на этих частотах фильтр вносит значительное затухание. На частотах f, лежащих в пределах $f_{c1} < f < f_{c2}$, контуры находятся в области резонанса. При этом сопротивление последовательных контуров резко уменьшается, а параллельных — возрастает и входной сигнал почти без затухания проходит через фильтр.

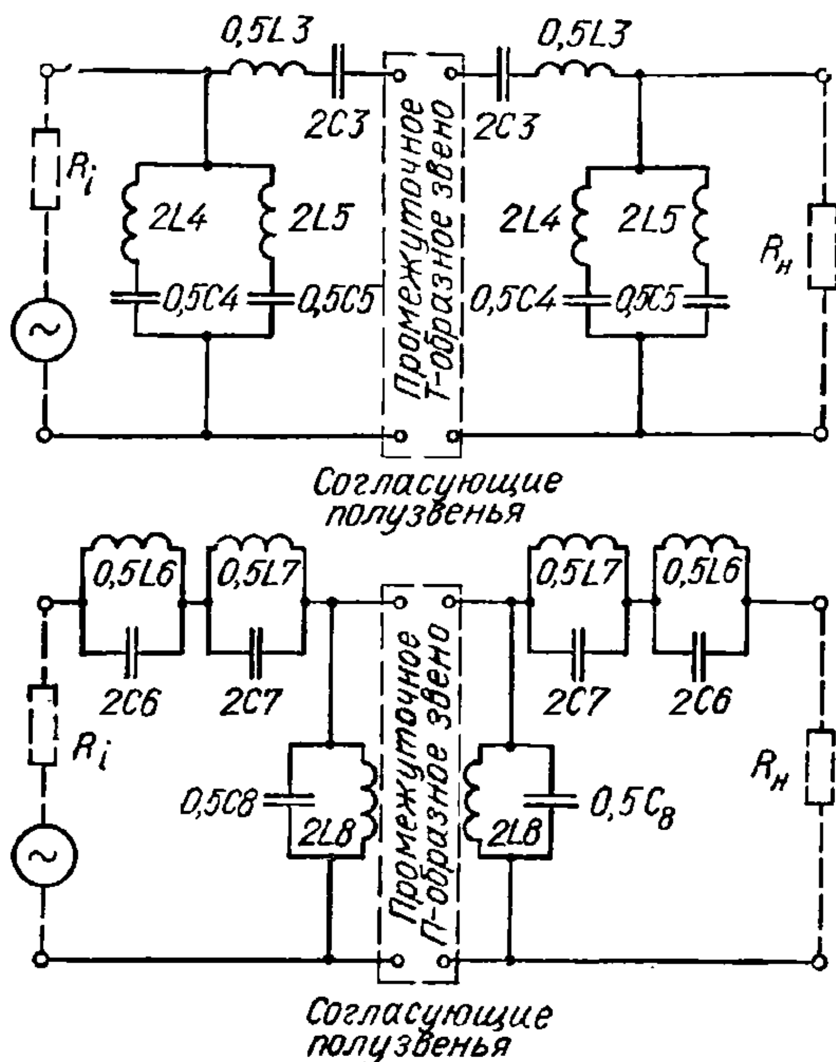


Рис. 30. Схемы полосовых пропускающих фильтров типа *m*.

Параметры элементов фильтра определяются по формулам:

$$L_1 = \frac{R_н}{\pi П}; \quad C_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_р^2 L_1}; \quad C_2 = \frac{1}{\pi R_н П}; \quad L_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_р^2 C_2},$$

где П — заданная полоса пропускания; $R_н$ — сопротивление нагрузки, подключаемой к выходу фильтра; $f_р$ — резонансная частота фильтра (рис. 28, *а*).

По этим формулам определяются величины индуктивностей и емкостей фильтров. Распределение величин по звеньям фильтра указано на схемах.

На рис. 30 показаны схемы полосовых пропускающих фильтров типа *m*. Они позволяют получить лучшую фильтрацию частот и лучшее согласование с нагрузочным сопротивлением.

Полосовые заграждающие фильтры имеют две частоты среза f_{c1} и f_{c2} (рис. 28, *б*). Т-образная и П-образная схемы заграждающих фильтров типа *К* показаны на рис. 31, *а*, *б*.

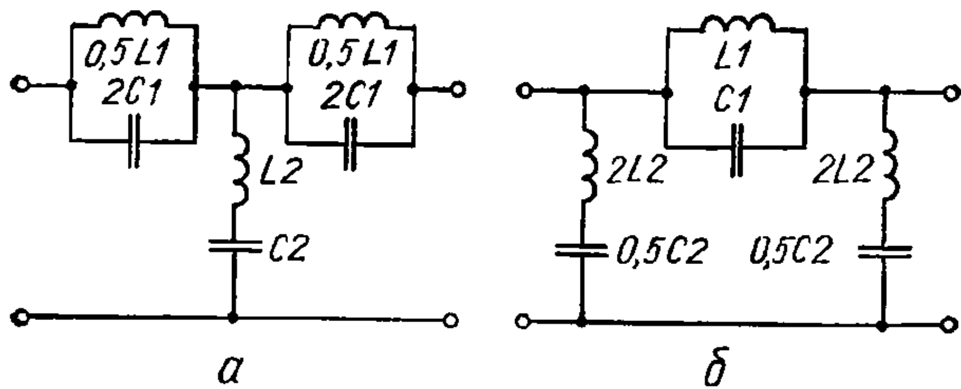


Рис. 31. Схемы заграждающих фильтров типа K;
а — Т-образного; *б* — П-образного.

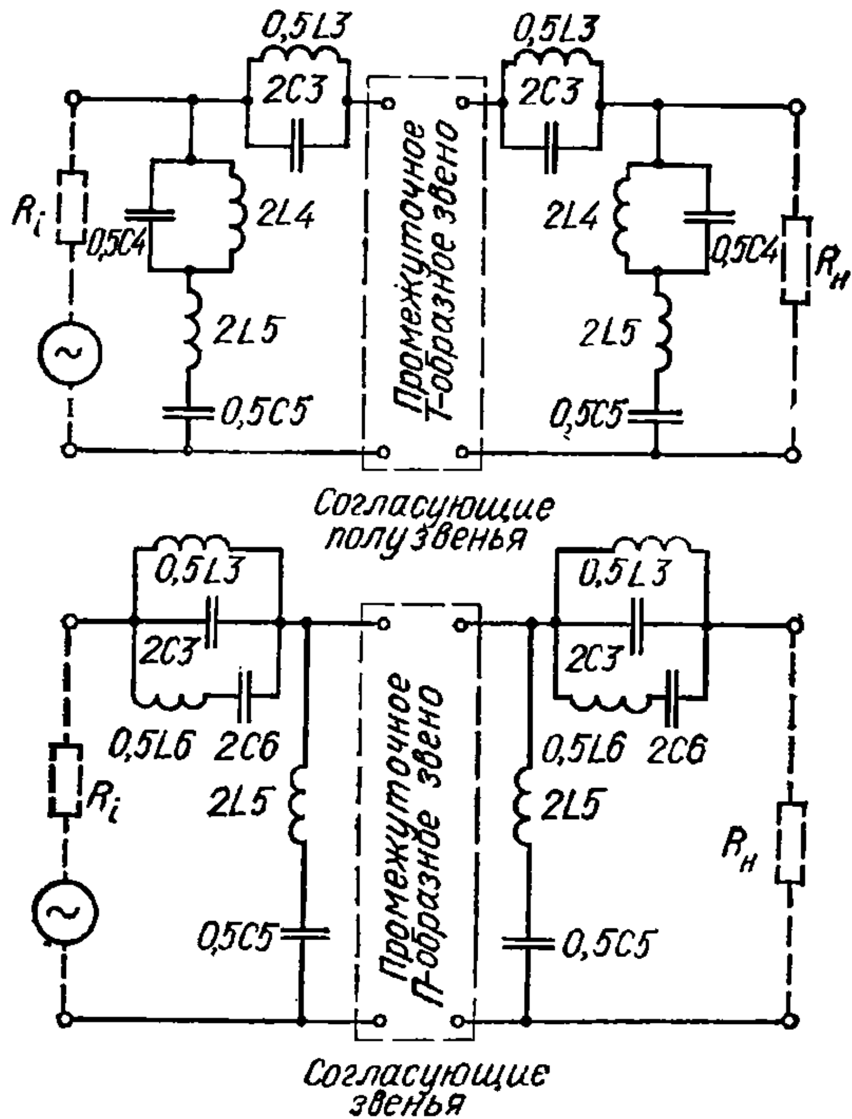


Рис. 32. Схемы полосовых заграждающих фильтров типа m.

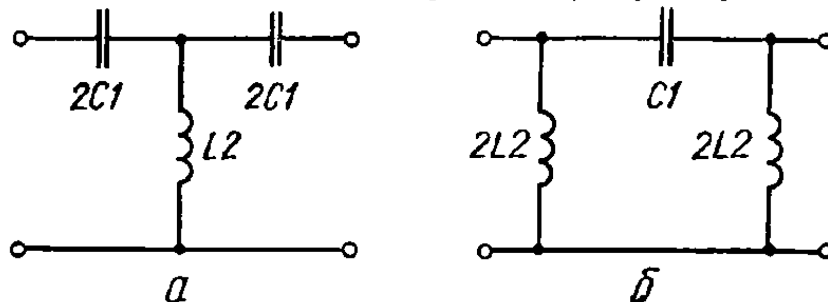


Рис. 33. Схемы фильтров верхних частот типа K;
а — Т-образного; *б* — П-образного.

Параметры элементов рассчитываются по формулам:

$$L_1 = \frac{(f_{c2} - f_{c1}) R_н}{\pi f_{c1} f_{c2}};$$

$$C_1 = \frac{1}{4\pi R_н (f_{c2} - f_{c1})};$$

$$L_2 = \frac{R_н}{4\pi (f_{c2} - f_{c1})};$$

$$C_2 = \frac{f_{c2} - f_{c1}}{4\pi f_{c1} f_{c2} R_н}.$$

Схемы полосовых заграждающих фильтров типа m показаны на рис. 32.

Фильтры верхних частот типа K с Т- и П-образными звеньями (рис. 33, *а*, *б*) имеют одну частоту среза f_{c1} (рис. 28, *в*). Элементы подбираются так, чтобы на частотах $f > f_{c1}$ сопротивление конденсаторов *C1* было очень малым, а индуктивное сопротивление катушек *L2*— большим:

$$L_2 = \frac{R_н}{4\pi f_{c1}};$$

$$C_1 = \frac{1}{4\pi f_{c1} R_н}.$$

Затухание в полосе задерживаиия на частоте f

$$b = 2 \ln \left(\frac{f_c}{f} + \sqrt{\frac{f_{c1}^2}{f^2} - 1} \right).$$

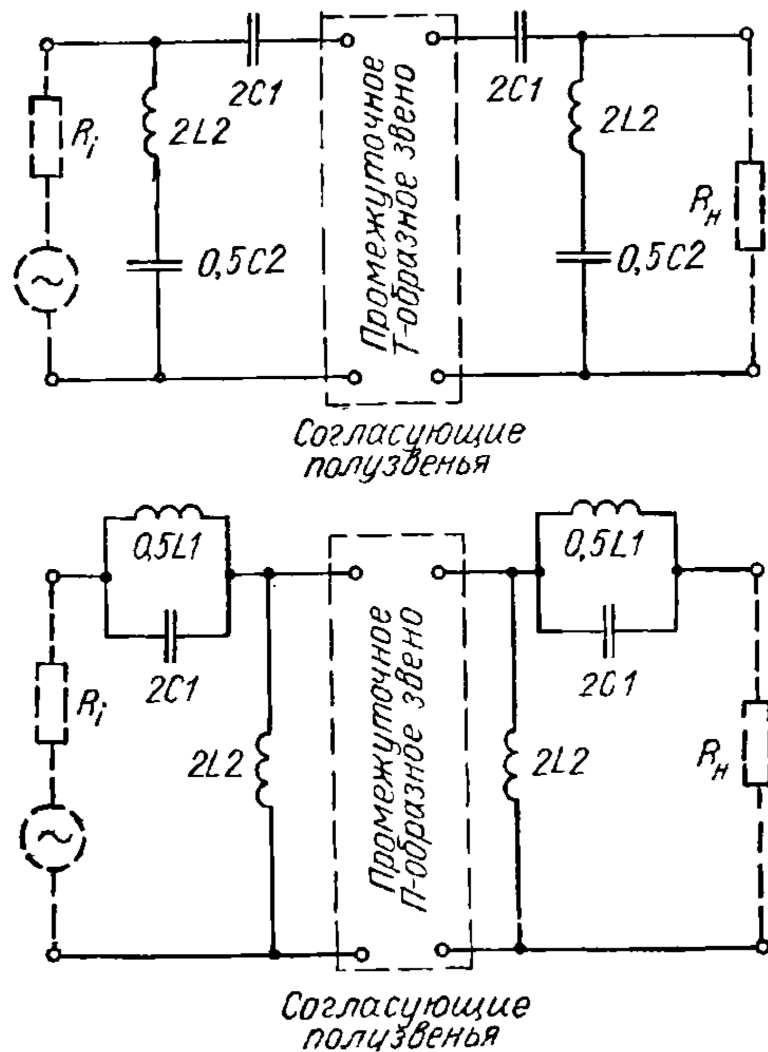


Рис. 34. Схемы фильтров верхних частот типа m.

Если затухание b в результате расчета окажется меньше требуемого $b_ф$, то необходимо принять число звеньев фильтра $n \geqslant \frac{b_ф}{b}$.

На рис. 34 показаны различные схемы фильтров верхних частот типа m.

Фильтры нижних частот типа *К* с Т- и П-образными звеньями (рис. 35, *а*, *б*) имеют одну частоту среза f_{c2} (рис. 28, *г*). Для частот выше f_{c2} индуктивное сопротивление катушек *L1* резко возрастает, а емкост-

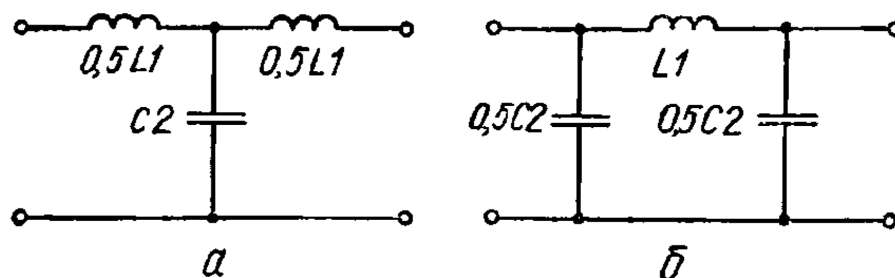


Рис. 35. Схемы фильтров нижних частот типа *К*; *а* — Т-образного; *б* — П-образного.

ное сопротивление конденсатора *С2* уменьшается:

$$L_1 = \frac{R_н}{\pi f_{c2}}; \quad C_2 = \frac{1}{\pi R_н f_{c2}}.$$

Затухание в полосе задерживания на частоте f

$$b = 2 \ln \left(\frac{f}{f_{c2}} + \sqrt{\frac{f_2^2}{f_{c2}^2} - 1} \right).$$

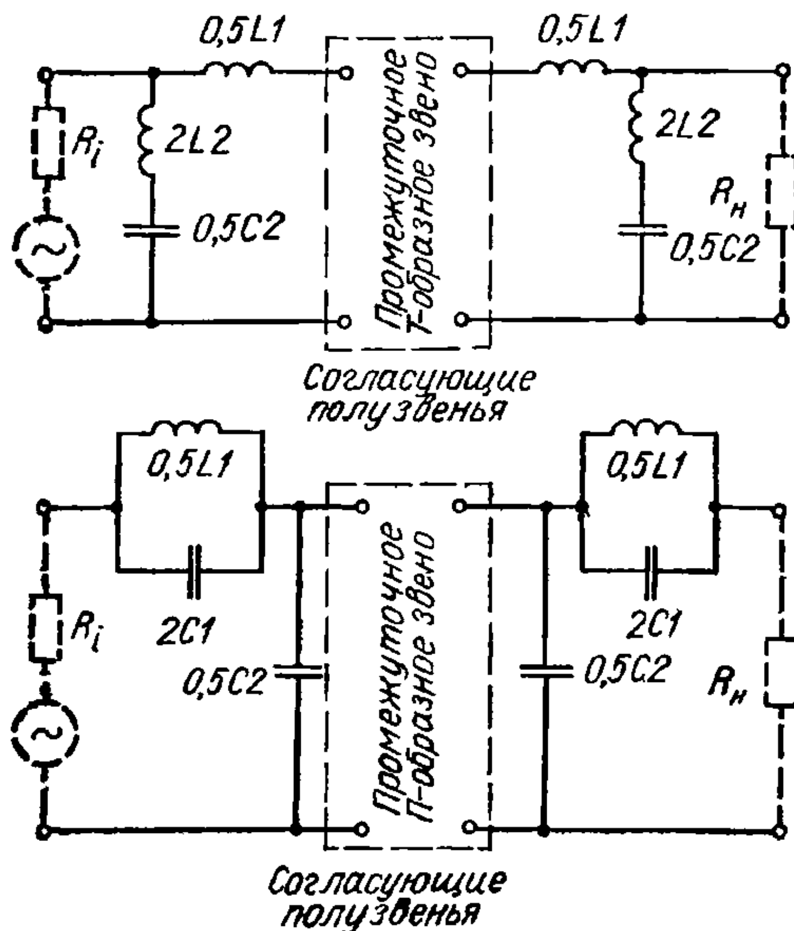


Рис. 36. Схемы фильтров нижних частот типа *m*.

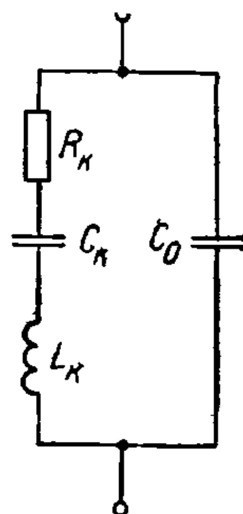


Рис. 37. Эквивалентная схема кварцевого резонатора.

Схемы фильтров нижних частот типа *m* представлены на рис. 36, *а*, *б*.

Пьезоэлектрические фильтры. Прямой пьезоэлектрический эффект заключается в том, что при сжатии и растяжении кварцевой пластины или пластины из искусственного кристалла на ее гранях возникают электрические заряды.

В пьезоэлектрических фильтрах используется обратный пьезоэлектрический эффект, состоящий в том, что кристалл кварца, помещенный в электрическое поле, испытывает механическую деформацию. Под действием переменного электрического поля в кварцевой пластине возникают механические колебания. В результате прямого пьезоэлектрического эффекта на гранях кварца появляются заряды и ток в цепи возрастает. Наиболее интенсивные механические колебания и, следовательно, максимальный ток в цепи соответствуют совпадению собственной частоты механических колебаний кварца с частотой подводимого напря-

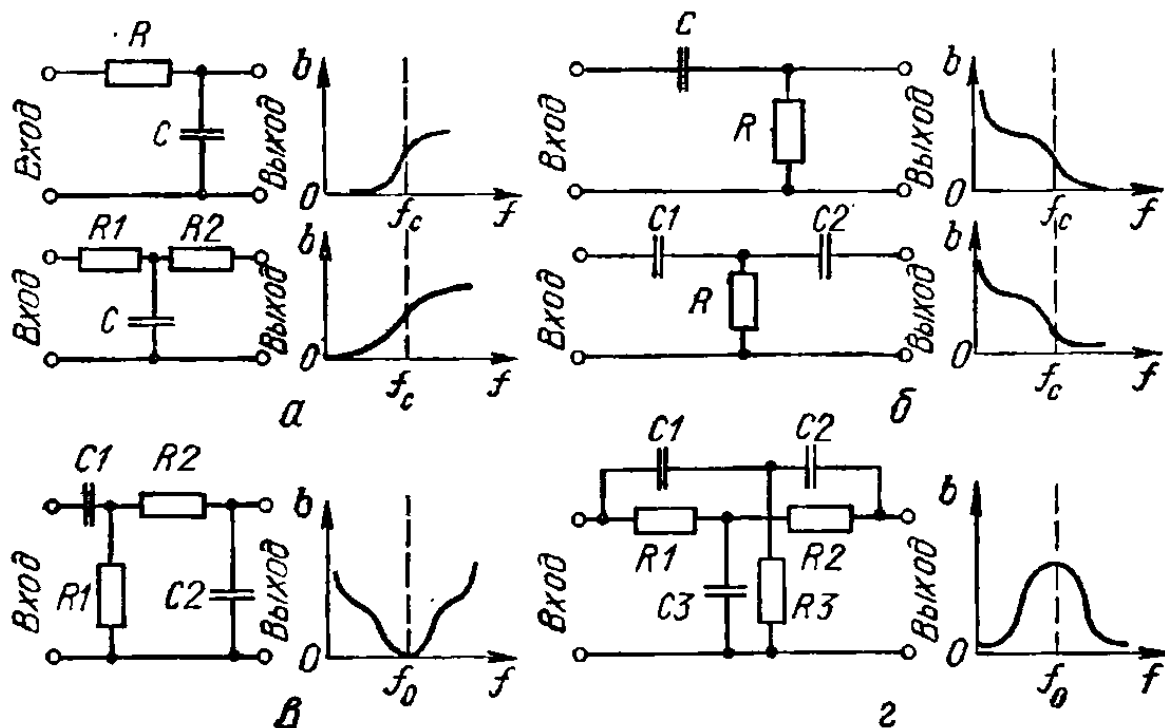


Рис. 38. Схемы фильтров RC и соответствующие им характеристики затухания: *а* — нижних частот; *б* — верхних частот; *в* — полосовой; *г* — заграждающий.

жения. По внешним проявлениям кварц в электрической цепи аналогичен последовательному колебательному контуру $L_к$, $C_к$, $R_к$.

Параметры эквивалентного колебательного контура (рис. 37) с учетом емкости пластин (кварцедержателя) C_0 таковы, что его добротность достигает нескольких тысяч. Поэтому кварцевый резонатор обладает высокой избирательностью, что обеспечивает высокие избирательные свойства пьезоэлектрических фильтров. Колебательный контур, изображенный на рис. 37, является контуром III вида и имеет две резонансные частоты:

частоту последовательного резонанса

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_к C_к}}$$

и частоту параллельного резонанса

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{C_к C_0}{C_к + C_0} L_к}}.$$

Полоса пропускания кварцевого резонатора приближенно равна разности частот

$$П = f_{p2} - f_{p1} \approx \frac{C_к}{2C_0} f_{p1}.$$

Так как $C_0 \gg C_к$, то полоса пропускания кварцевого резонатора достаточно узкая.

Фильтры RC состоят из резисторов и конденсаторов и в основном применяются в ламповых или транзисторных усилителях. На рис. 38 приведены схемы простейших фильтров RC и соответствующие им характеристики затухания.

Величину частоты среза $f_с$ для фильтров нижних и верхних частот, а также частоту f_0 для полосовых пропускающего и заграждающего фильтров можно определить по приближенным формулам:

$$f_с \approx \frac{160}{RC}; \quad f_0 \approx \frac{160}{RC}.$$

При расчете задаются величиной R или C и по известным значениям R или C определяют неизвестный параметр.

8. Распространение радиоволн

Радиоволны — это периодическое изменение во времени и в пространстве электромагнитного поля. Важными свойствами радиоволн являются отражение, преломление, дифракция, интерференция и поляризация.

В однородной среде радиоволны распространяются прямолинейно со скоростью

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu}},$$

где c — скорость радиоволн в вакууме (c=300000 км/сек); ε — диэлектрическая проницаемость среды распространения; μ — магнитная проницаемость среды.

Радиоволны отражаются от любой неоднородности в среде распространения. Отражение может быть полным (от объектов больших размеров, выполненных из токопроводящих материалов) и частичным. Встречая на пути распространения диэлектрик, радиоволны частично отражаются и преломляются.

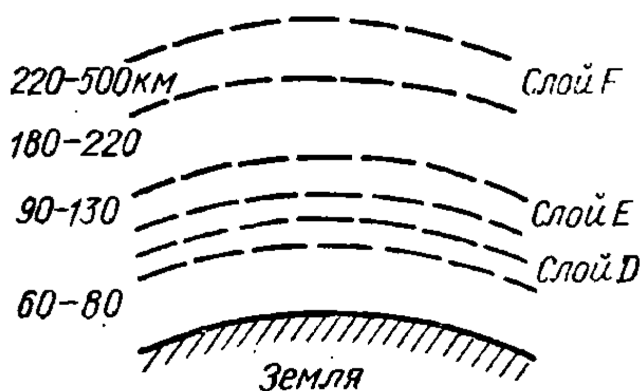


Рис. 39. Слои ионосферы.

Поляризация радиоволн определяется направлением вектора напряженности электрического поля и зависит, в основном, от типа и расположения передающей антенны.

Особенности распространения радиоволн зависят в первую очередь от их частоты. В табл. 20 приведены значения частот и длины волн, соответствующие различным диапазонам радиоволн. На распространение радиоволн влияют различные слои атмосферы: тропосфера (нижний наиболее плотный слой атмосферы, верхняя граница которого находится на высоте 10—12 км), стратосфера (высота до 60—80 км) и ионосфера. Ионосфера характеризуется малой плотностью газа и высокой концентрацией ионов и электронов, которые образуются из молекул газа под влиянием солнечной радиации. Ионизированный

Таблица 20

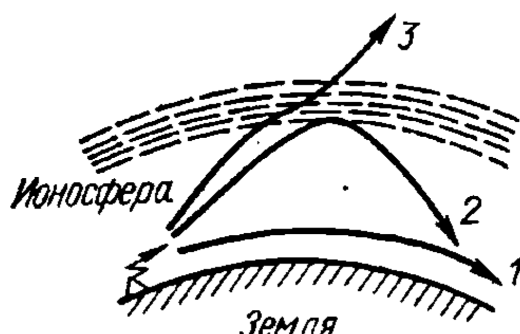
Диапазоны радиоволн

Номер диапазона	Название диапазона		Длина волны	Частота	Основные области применения
	новая классификация	старая классификация			
4	Мириаметровые волны	Сверхдлинные волны	100 — 10 км	3—30 кГц	Радиосвязь, радионавигация
5	Километровые волны	Длинные волны	10 — 1 км	30—300 кГц	
6	Гектометровые волны	Средние волны	1 км — 100 м	300 кГц — 3 МГц	Радиосвязь, радиовещание, радионавигация
7	Декаметровые волны	Короткие волны	100 — 10 м	3—30 МГц	Радиосвязь, радиовещание
8	Метровые волны	Ультракороткие волны (УКВ)	10 — 1 м	30—300 МГц	Радиосвязь, радиорелейная связь, радиовещание, радиолокация, телевидение, радионавигация
9	Дециметровые волны		1 м — 10 см	300 МГц — 3 ГГц	
10	Сантиметровые волны		10—1 см	3—30 ГГц	
11	Миллиметровые волны		1 см — 1 мм	30—300 ГГц	Радиолокация, радиоастрономия
12	Децимиллиметровые волны	—	1 мм — 100 мкм	300 ГГц — 3ТГц	

слой обладает свойством электропроводиости и может отражать радиоволны.

Ионосфера состоит из нескольких иоиизированных слоев, расположенных на различной высоте. Слои ионосферы обозначаются буквами латинского алфавита *D*, *E*, *F* (рис. 39). Степень ионизации зависит от интенсивности солнечной радиации и поэтому изменяется в зависимости от времени года и суток.

Количество электромагннтной энергии, отраженной от ионосферы, зависит от частоты нзлучения, атмосферных и географических факторов, а также от угла, под которым радиоволна подходит к ионизированному слою. Магиитные бури, «вспышки» на Солнце, вторжение в атмосферу метеоритов и другие аналогичные факторы могут заметно влиять на процесс отражения радиоволн.



Рнс. 40. Пути распространения волн:
1 — поверхностной, 2 — пространственной; 3 — проходящей сквозь ионосферу.

Радиоволны классифицируют в соответствии с возможными путями их распространения. Радиоволна, распространяющаяся вдоль поверхности Земли, называется поверхностной. Она состоит из прямой волны и волны, отраженной от земли. Если радиоволна попадает в место приема в результате отражения от ионосферы или тропосферы, то она называется пространственной. Распространение пространственной и поверхностной волн показано иа рис. 40.

Сверхдлиииые и длинные волны обладают свойством дифракции; они в состоянии огнбать земную поверхность н различные препятствия. Для этих воли ионизированные слои *D* и *E* имеют достаточную концентрацию зарядов и обеспечивают устойчивое отражение.

Вода морей и океанов, а также влажная почва являются для сверхдлинных и длинных волн почти проводннком и отражают их при любом угле падения. Указанные факторы обеспечивают сравнительиое постоянство напряженности поля в пункте приема в любое время суток и года. На этих волнах целесообразно осуществлять радиосвязь на дальние расстояиия (тысячи километров), но для этого требуются радиопередающие устройства большой мощности (до мегаватт).

Средние волны проникают в ионосферу гораздо глубже, чем длинные. Оии сильно поглощаются в дневном слое *E*, но ночью частично отражаются ионосферой. Поэтому в дневные часы средние волны являются только поверхностиыми, а ночью на значительных расстояниях от радиопередатчика можно принимать и пространственные. На средних волнах сказывается явление «замирания», которое возиикает из-за интерференции поверхностной и пространственной волн в пункте приема. Так как поверхностная и пространственная волны проходят различный путь от пункта передачи до пуикта приема, то их фазы неодинаковы. При совпадении фазовых углов принимаемый сигнал усиливается, а в противофазе — ослабляется.

Короткие волны характеризуются очень малой зоной действия поверхностной волны. Это связано с тем, что с увеличением частоты возрастает поглощение энергии радиоволн земной поверхностью. Поэтому основным способом передачи сигналов на коротких волнах является отражение от ионосферы. Преимуществом связи пространственной волной является возможность ведения связи на больших расстояниях при

незначительной мощности передатчика. Поскольку плотность ионизированного слоя меняется в течение суток и в зависимости от времени года, каждый коротковолновый передатчик должен иметь несколько рабочих частот. Волну выбирают по специальным графикам в зависимости от солнечной активности и расстояния между корреспондентами. Ночью для дальних связей используется нижняя часть коротковолнового диапазона (примерио от 40 до 100 м). Для дневных связей прнменяются наиболее короткие волны диапазоиа (примерио от 10 до 25 м).

Крупный недостаток связи на коротких волнах — «замирания» сигнала, которые влияют на качество связи намного больше, чем на средних волиах. Кроме того, наблюдаются так называемые зоны молчания, в которых прием сигналов



Рис. 41. Зона молчанни.

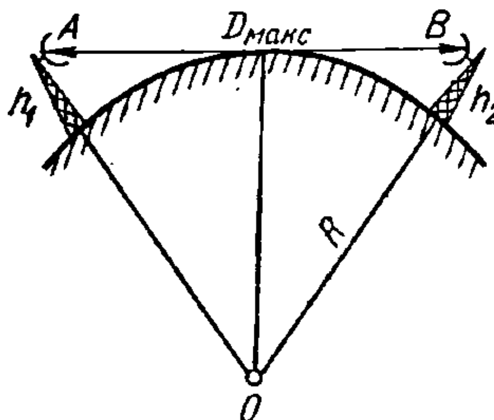


Рис. 42. Огранпчение максимальной дальности связн линией оптической видимости.

невозможен, хотя иа большом расстоянии от передатчика осуществляется нормальный прием. Зона молчаиия возникает между границей, за которую уже не попадают поверхиостные волны, и второй граиицей, которая определяется началом действия пространственной волны (рис. 41).

Ультракороткие волны не отражаются от ионосферы, а проходят сквозь нее в Космос. Поэтому связь между наземными объектами иа УКВ осуществляется только поверхностным лучом.

УКВ по своим физическим свойствам приближаются к световым волнам; они почти не обладают дифракцией, поэтому устойчивая радиосвязь обычио осуществляется в пределах прямой видимости. Учитывая сферичиость Земли, считают, что максимальная дальность связи $D_{макс}$ ограничивается лиинией оптической видимости AB (рис. 42). Величину $D_{макс}$ определяют из рассмотрения треугольника OAB с учетом значеиия радиуса Земли $R = 6370$ км:

$$D_{макс} = AB = 3{,}57\ (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})\ [км],$$

где h_1 — высота передающей аитенны, м; h_2 — высота приемиой антеины, м.

Некоторое увеличение дальности дает атмосферная рефракция (преломление). При иормальной рефракции максимальная дальность связи иа УКВ определяется по формуле

$$D_{макс} = 4{,}12\ (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2})\ [км].$$

Рефракция возникает вследствие иеоднородности тропосферы — изменений давления воздуха, температуры, влажности. При особо резких изменениях этих величин в различных слоях возникает особое состояние атмосферы — сверхрефракция. В этом случае радиолуч

отражается многократно, перемещаясь в так называемом атмосферном волноводе на высоте 10—100 м над землей или водной поверхностью. Дальность связи при сверхрефракции достигает сотен и тысяч километров, однако такая связь неустойчива. Более устойчивую дальнюю связь (до 1000 км) на волнах метрового диапазона осуществляют при использовании рассеяния энергии от отдельных неоднородностей тропосферы. На линиях тропосферной радиосвязи применяют мощные передатчики и сложные антенные системы.

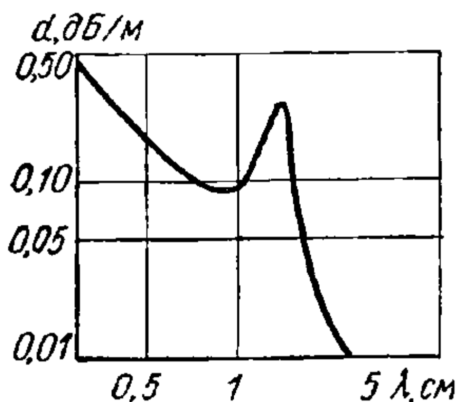


Рис. 43. Кривая зависимости затухания энергии радиоволн от длины волны (вследствие поглощения парами воды).

При связи на волнах короче 20 см необходимо учитывать поглощение радиоволн в атмосфере. Особо заметно поглощение в сантиметровом диапазоне. Здесь основную роль играют поглощения энергии кислородом и парами воды, которые содержатся в атмосфере. Зависимость затухания энергии радиоволн от длины волны (вследствие поглощения парами воды) показана на рис. 43. Максимум затухания на волне 1,3 см объясняется резонансными свойствами молекул воды. Кривая зависимости затухания d от длины волны λ вследствие поглощения кислородом имеет максимум на волне 0,5 см.

Эффективное значение напряженности поля в месте приема при распространении УКВ с учетом влияния земли и тропосферы

$$E = \frac{\sqrt{30P_{н}}}{r} V \quad [мВ/м],$$

где $P_{и}$ — излучаемая мощность, Вт; r — расстояние между передатчиком и приемником, км; V — множитель ослабления.

Расчет множителя ослабления достаточно громоздкий, так как он является функцией многих факторов. При связи на расстояния прямой видимости значение множителя ослабления составляет 0,1—0,3.

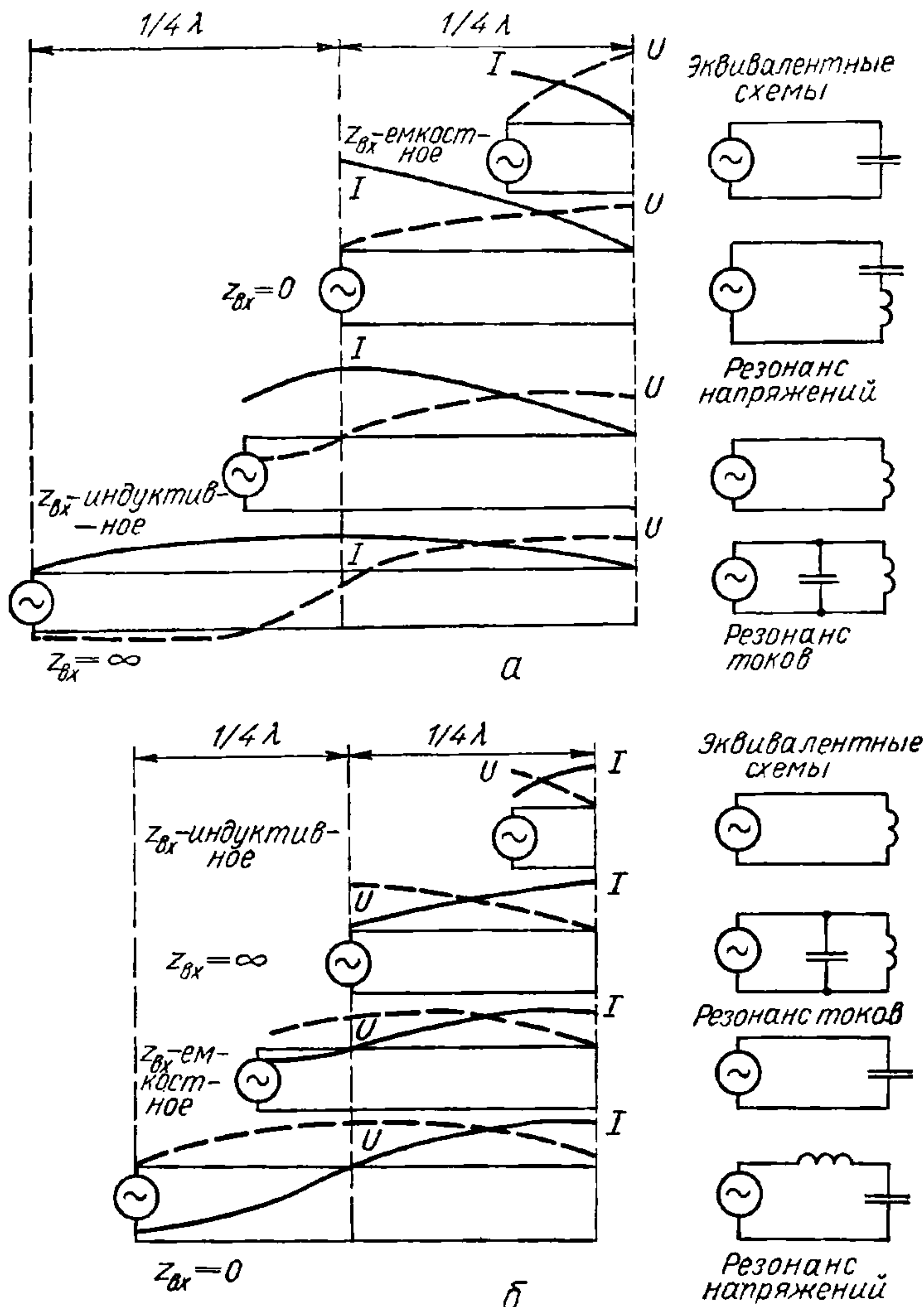
9. Колебательные системы диапазона УКВ

В диапазоне УКВ ($\lambda < 10$ м) добротность колебательных контуров с сосредоточенными параметрами резко уменьшается по следующим причинам. Для получения сверхвысокой частоты индуктивность и емкость колебательного контура необходимо уменьшать $\left(f_0 = \frac{1}{2\Pi\sqrt{LC}}\right)$.

Уменьшение контурной емкости ограничивается междуэлектродными емкостями электронной лампы или транзистора, междувитковыми емкостями катушек индуктивности, емкостью монтажа. Поэтому дальнейшее повышение собственной частоты контура возможно только за счет уменьшения индуктивности. При уменьшении индуктивности и неизменной величине емкости добротность контура уменьшается.

Кроме того, за счет поверхностного эффекта, с увеличением частоты возрастает активное сопротивление r, что также приводит к уменьшению Q. При работе контура на УКВ возрастают диэлектрические потери, а также потери на излучение.

В диапазонах метровых, дециметровых, сантиметровых и миллиметровых волн применяются специальные колебательные системы, с по-



Рнс. 44. Распределение токов н напряжений в лнннн разлнчной длины: *а* — разомкнутой; *б* — короткозамкнутой.

мощью которых можно получить колебания СВЧ при большой добротиости. Если в метровом диапазоне еще используются колебательные контуры, индуктивность которых создается полувитком провода, а емкостью являются распределенная емкость полувитка и «паразитные» емкости схемы, то в дециметровом диапазоие в качестве колебательной системы используются длинные линии (двухпроводные и коаксиальные). Под длинной линией подразумевается линия, длнна которой сонзмерима с длиной волны колебания, передаваемого по этой линии. Индуктивность

и емкость длинной линин распределены по всей длине проводов. Длинная линия характеризуется волновым (характеристическим) сопротивлением, иоторое численно равно входному сопротивлению бесконечно длинной линии и определяется из выражения

$$W = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}},$$

где $L1$ и $C1$ — соответственно погонные индуктивность и емкость линии.

Если линия в конце разомкнута или замкнута, иа ее конце возникает отраженная волна, которая, интерферируя с прямой, создает стоячие волны. В завнсимости от соотношения между длиной волны и геометрической длнной лннии характер входного сопротивления может быть активным или реактивным.

На рис. 44, *а* показано распределение токов и напряжений в случае разомкнутой линии различной длины, а на рис. 44, *б* — то же, для короткозамкнутой линии.

Предполагается, что в линии отсутствуют активные потери. Из рисунков видно, что при длиие разомкнутой идеальной линии $l = \frac{\lambda}{4}$ входное сопротивление $z_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = 0$. В этом случае для генератора возникает режим короткого замыкания, а напряженне в конце линии достигает наибольшего значения, т. е. возиикает явление, аналогичное резонансу иапряжений. Следовательно, четвертьволновая разомкнутая линия эквивалентна последовательному колебательному контуру, настроенному в резонанс. При длине линии $l < \frac{\lambda}{4}$ характер входного сопротивления емкостный, при $l > \frac{\lambda}{4}$ — индуктивный. Если $l = \frac{\lambda}{2}$, лииия эквивалентна параллельному контуру.

Все рассмотренные случаи можно также получить изменением длииы волны генератора λ при неизменной длине линии. Последовательный резонанс возникает в случаях, когда вдоль линии размещается нечетное количество четвертей волны $\left(\frac{\lambda}{4};\ \frac{3}{4}\lambda;\ \frac{5}{4}\lambda \text{ и т. д.}\right)$; параллельный резонанс — когда вдоль линии размещается четное число четвертей волн $\left(\frac{\lambda}{2};\ \lambda;\ \frac{3}{2}\lambda;\ 2\lambda \text{ и т. д.}\right)$. Это означает, что линия может резонировать на миогих частотах, чего нет в обычном колебательном контуре.

Короткозамкнутая линия длиной $l = \frac{\lambda}{4}$ аналогичиа параллельному иолебательному контуру, так как входное сопротивление при этом $z_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \infty$. При $l < \frac{\lambda}{4}$ характер входного сопротивлення линии индуктивный, при $l > \frac{\lambda}{4}$ — емкостный.

В качестве колебательных систем дециметрового диапазона обычно прнменяются короткозамкнутые линни, так как их габарнты при заданной длине волны всегда меньше, чем габарнты разомкнутых, н легче производится плавная перестройка колебательной системы.

Отрезок коаксиальной длинной линии состоит из внешнего и внут-

реннего проводов, разделенных диэлектриком (рис. 45). Преимуществом таких линий по сравнению с симметричными является полное отсутствие потерь на излучение, так как внешний провод выполняет роль экрана.

В сантиметровом диапазоне в качестве колебательных систем применяются объемные (полые) резонаторы. Образование резонатора можно представить себе с помощью следующих рассуждений. Четвертьволновая короткозамкнутая линия имеет очень большое входное сопротивление. При соединении двух таких линий (рис. 46, *а*) общее активное сопротивление проводников уменьшается, но собственная частота системы остается неизменной (увеличение емкости компенсируется соответствующим уменьшением индуктивности). Присоединение других подобных отрезков (рис. 46, *б*) приводит к аналогичному результату. Увеличивая количество соединенных витков, получим в конце концов полый металлический цилиндр, который называется объемным резонатором (рис. 46, *в*). Объемные резонаторы характеризуются небольшой величиной входного сопротивления, распределенными постоянными *L* и *C*, а также отсутствием диэлектрических потерь и потерь на излучение. Отмеченные особенности обусловливают высокую добротность объемных резонаторов — она достигает нескольких тысяч.

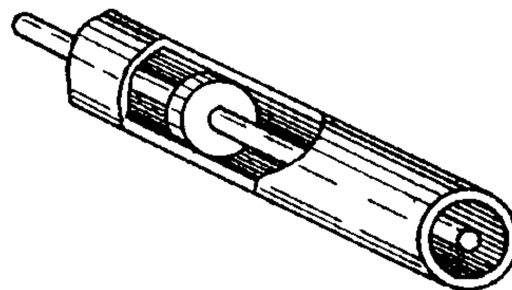


Рис. 45. Коаксиальная линия.

Объемные резонаторы бывают различной формы: прямоугольные, цилиндрические, тороидальные и т. д. (рис. 47).

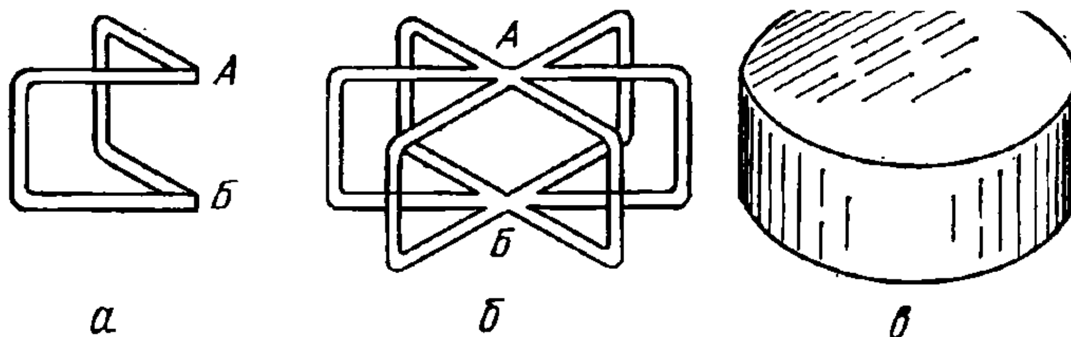


Рис. 46. Образование объемного резонатора.

В зависимости от способа возбуждения резонатора, в нем могут возникать различные виды колебаний: поперечные электромагнитные волны ТЕМ или НЕ; поперечные электрические волны ТЕ или Н; поперечные магнитные волны ТМ или Е.

Название типов волн определяется вектором, направленным вдоль широких стенок резонатора. Например, волна типа Н означает, что вдоль широкой стенки направлен вектор Н, а электрическое поле (Е) является поперечным. Для более точной характеристики вида колебаний к буквам Н и Е приписывают цифровые индексы, указывающие, какое число волн или полуволн размещается вдоль широкой и узкой стенок резонатора. Например, волна типа H_{10} соответствует поперечной электрической волне, при которой вдоль широкой стенки резонатора число полуволн равно единице, а вдоль узкой стенки — нулю.

Таблица 21

Формулы для расчета эквивалентных параметров объемных резонаторов

Тип резонатора	Тип колебаний	Резонансная длина волны в воздухе	Собственная добротность ненагруженного резонатора
Прямоугольный (рис. 46, *а*)	H_{10} (TB_{10})	$\lambda_0 = \frac{2}{\sqrt{\frac{1}{a^2} + \frac{1}{L^2}}}$	$Q_0 = \frac{\pi\delta\gamma}{\frac{\lambda}{b}\left[1 + \frac{2b}{a}\left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2 + 4\left[1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2\right]^{3/2}\right.}$
Цилиндрический, замкнутый с двух сторон (рис. 46, *б*)	E_{010} (TM_{010})	$\lambda_0 = 2{,}62\ R$	$Q_0 = \frac{\lambda}{\delta}\frac{2{,}405}{2\pi\left(1 + \frac{R}{L}\right)}$
Коаксиальный, замкнутый с двух сторон (рис. 47, *е*)	TEM	$\lambda_0 = 2\ L$	$Q_0 = \frac{2\pi\delta\gamma}{\left[\frac{\lambda}{\ln\frac{R}{r}}\left(\frac{1}{r^2} + \frac{1}{R^2}\right) + 8\right]}$
Коаксиальный, замкнутый с одной стороны (рис. 47, *д*)	TEM	$\lambda_0 = \frac{4}{3} L$	—
Тороидальный, прямоугольного сечения (рис. 47, *г*)	—	$\lambda_0 = 2\pi\sqrt{\frac{Lr^2}{2d}\ ln\frac{R}{r}}$	—

Для возбуждения резонатора и вывода электромагнитной энергии наружу применяется петля связи (магнитная связь) или металлический штырь — зонд (электрическая связь). Связь можно осуществить также через щель, прорезанную в стенке резонатора. При этом в зависимости от расположения щели можно использовать магнитное или электрическое поле. В первом случае щель будет подобна магнитной петле, во втором — зонду.

В отличие от колебательных контуров с сосредоточенными параметрами объемные резонаторы имеют несколько резонансных частот.

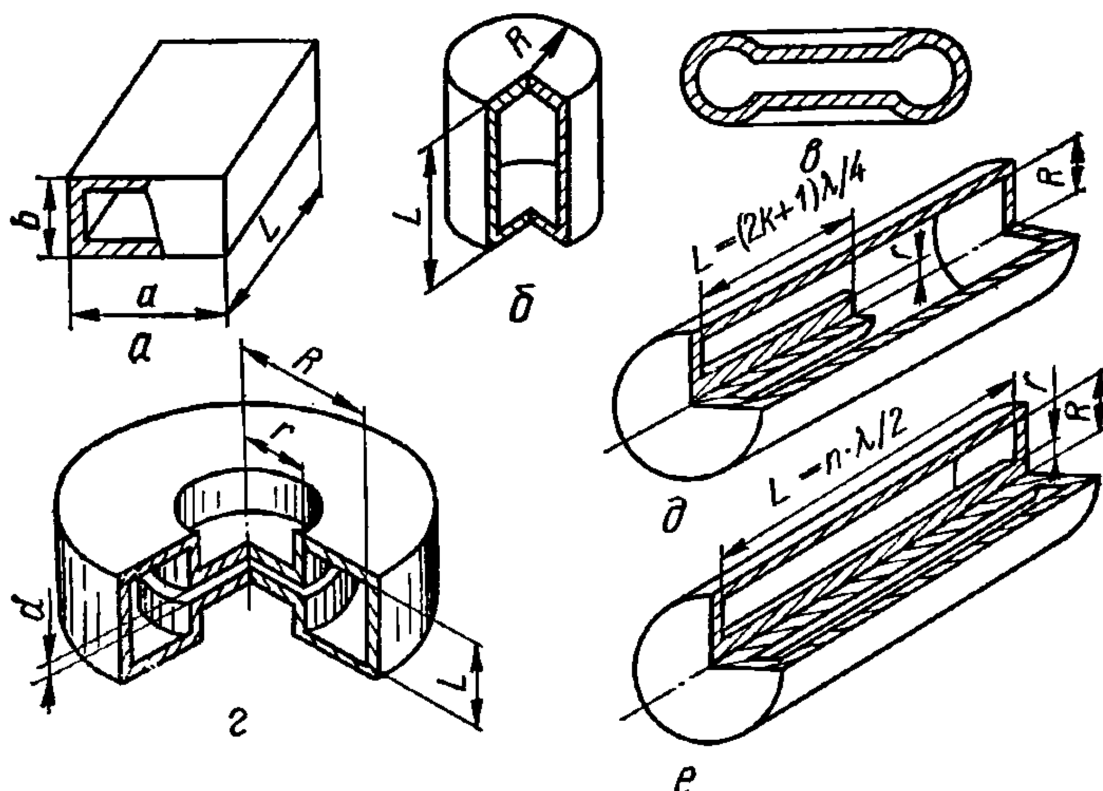


Рис. 47. Объемные резонаторы:

а — прямоугольный; *б* — цилиндрический; *в* — тороидальный; *г* — тороидальный прямоугольного сечения; *д* — коаксиальный, замкнутый с одной стороны; *е* — коаксиальный, замкнутый с двух сторон.

Резонансная длина волны λ_0 определяется типом волн и размерами объемного резонатора. Добротность резонатора Q_0 зависит от его размеров, длины волны λ, глубины проникновения тока в металл δ и удельной проводимости γ металла. Глубина проникновения

$$\delta = 2{,}94 \cdot 10^{-6} \sqrt{\frac{\rho\lambda}{\mu_a}} \text{ [м]},$$

где ρ — удельное сопротивление металла, Ом · м; μ_a — абсолютная магнитная проницаемость; λ — длина волны, м.

В табл. 21 приведены формулы для расчета параметров объемных резонаторов различной формы.

ГЛАВА IV. ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

1. Движение электрона в электрическом и магнитном полях

В однородном продольном электрическом поле (в вакууме) движение электрона является равномерно-ускоренным.

Скорость электрона при его движении из одной точки поля в другую

$$v = \sqrt{\frac{2e}{m} U} \approx 600 \sqrt{U} \text{ [км/с]},$$

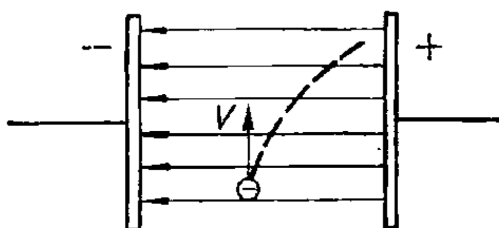


Рис. 48. Движение электрона в поперечном электрическом поле

где $e = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона; $m = 9{,}11 \cdot 10^{-31}$ кг — масса электрона; U — разность потенциалов между точками поля, В.

Скорость движения электрона в ускоряющем электрическом поле зависит только от разности потенциалов. При разности потенциалов в несколько десятков вольтов скорость достигает нескольких тысяч километров в секунду.

При движении электрона в поперечном электрическом поле (рис. 48), когда направление его скорости перпендикулярно направлению электрических силовых линий, поле изменяет величину скорости электрона и искривляет траекторию его движения. Поперечное поле постепенно заворачивает электрон в сторону положительно заряженной пластины.

Сила, действующая на электрон при его движении в однородном магнитном поле,

$$F = |Bev \sin \theta| \text{ [н]},$$

где B — магнитная индукция, Вб/м²; v — скорость электрона, м/сек; θ — угол между направлением движения электрона и направлением магнитных силовых линий.

Взаимодействие электрона с магнитным полем происходит только в том случае, если электрон имеет составляющую скорости перпендикулярную к направлению магнитных силовых линий, т. е. если $\theta \neq 0$.

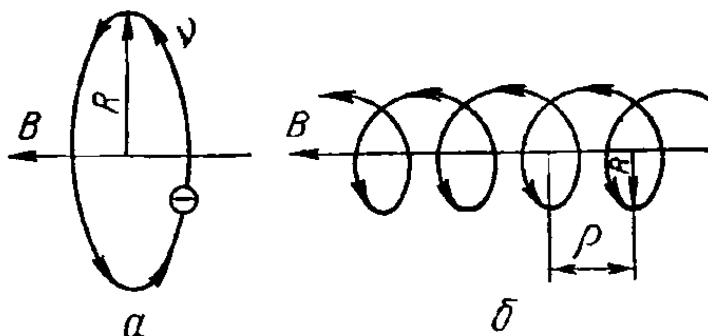


Рис. 49. Воздействие полей на траекторию движения электрона:
а — магнитного; б — одновременно электрического и магнитного

Сила F, действующая на электрон, вызывает изменение направления его скорости, оставаясь при этом всегда перпендикулярной магнитному полю и вектору скорости электрона.

Магнитное поле не влияет на величину скорости электрона и, следовательно, на его энергию. Воздействие магнитного поля на электрон, начальная скорость которого перпендикулярна к направлению магнитных силовых линий, заставляет электрон двигаться по окруж-

ности (рис. 49, *а*), радиус которой

$$R = \frac{mv}{eB} \text{ м},$$

где m — масса электрона, кг; v — скорость электрона, перпендикулярная магнитному полю, м/с.

Электрон, имеющий составляющую скорости, параллельную магнитному полю, движется по спирали с постоянным радиусом и шагом.

При одновременном воздействии взаимно перпендикулярных электрического и магнитного полей электрон будет двигаться по циклоиде (рис. 49, *б*). Если поля параллельны, то магнитное поле не влияет на движение электрона.

2. Электронная эмиссия. Типы катодов

Электроны, движущиеся внутри металла, при обычных условиях не могут вылететь за его пределы. Однако при определенных условиях электроны могут уйти в окружающее пространство.

Кинетическая энергия, которой должен обладать электрон для преодоления сил обратного притяжения к металлу, называется работой выхода. Работа выхода измеряется в электрон-вольтах (эВ) и зависит от свойств металла.

Процесс вылета электронов с поверхности твердых или жидких тел называется электронной эмиссией.

В зависимости от способа сообщения дополнительной энергии различают:

термоэлектронную эмиссию, получаемую при нагреве тела;

фотоэлектронную эмиссию, возникающую под действием падающего на поверхность тела света;

автоэлектронную эмиссию, обусловленную действием сильного внешнего электрического поля;

вторичную электронную эмиссию, возникающую при бомбардировке поверхности вещества быстролетящими электронами от другого источника.

Электронная эмиссия используется в электровакуумных и ионных приборах, где эмитирующим электродом является катод. Электрод, собирающий основной поток электронов, называется анодом.

Ток электронной эмиссии

$$I_e = SAT^2 e^{-\frac{e\varphi}{kT}} \text{ [A]},$$

где S — площадь излучающей поверхности катода, см^2; A — постоянная для данного металла величина, А/(см^2 · град^2); T — абсолютная температура катода, °К; φ — работа выхода, эВ; k — постоянная величина (постоянная Больцмана), равная $8{,}62 \cdot 10^{-5}$ эВ/град.

Значения величин φ и A для некоторых металлов приведены в табл. 22.

В зависимости от вида электронной эмиссии различают катоды термоэлектронные, фотоэлектронные, вторично-электронные и т. д.

В большинстве электровакуумных приборов используются термоэлектронные (накаливаемые) катоды, которые могут быть с прямым (непосредственным) накалом в виде нити из тугоплавкого металла и с косвенным накалом в виде специального электрода.

Катоды прямого накала питаются постоянным током и применяются в лампах, работающих в основном в переносной аппаратуре. Экономичность накаливаемого катода характеризуется специальным параметром — эффективностью катода

$$H = \frac{I_e}{P_н},$$

где I_e — ток эмиссии, мА; $P_н$ — электрическая мощность, расходуемая на нагрев катода, Вт. Чем больше величина H, тем выше эффективность

Таблица 22

Работа выхода некоторых материалов

Материал	φ, эВ	А, А/(см² × × град²)	Материал	φ, эВ	А, А/(см² × × град²)
Барий	2,52	60	Оксидированный никель	1,0—2,0	0,01
Вольфрам	4,52	60,2	Платина	6,0	32
Кальций	3,2	60,2	Тантал	4,06	37,2
Медь	4,1	65	Торий	3,35	37
Молибден	4,4	60,2	Торированный вольфрам	2,63	60,2
Никель	5,03	26,8	Углерод	4,7	60,2

катода. Катод из чистого вольфрама имеет низкую эффективность — (2—10 мА/Вт). Преимущество такого катода — возможность получения большого тока эмиссии за счет высокой температуры нагрева (температура плавления вольфрама около 3600° К).

Катоды из чистого вольфрама применяют в радиолампах большой мощности. Срок службы вольфрамового катода составляет примерно 1000ч.

Для повышения эффективности катодов применяют активированные катоды, представляющие собой сердечник из тугоплавкого материала, на поверхность которого нанесен тонкий слой вещества, имеющего меньшую работу выхода. Катод, состоящий из вольфрамовой проволоки, покрытой тонким слоем тория, называется торированным. Торированный катод работает при температуре 1700—1900° К. Эффективность такого катода — 25 ÷ 50 мА/Вт.

Наиболее широко применяются оксидные катоды, состоящие из никелевого сердечника, покрытого смесью карбонатов бария и стронция. После специальной термообработки оксидный катод имеет очень малую работу выхода (0,5—1,5 эВ), благодаря этому можно получить значительный ток эмиссии при температуре 1000—1150° К. Эффективность оксидных катодов достигает 100—150 мА/Вт. Такие катоды дают очень большую эмиссию в течение короткого отрезка времени (несколько микросекунд), поэтому применяются также в специальных мощных импульсных радиолампах.

В радиолампах, для накала которых применяются маломощные источники постоянного тока (сухие элементы, аккумуляторы и т. п.), часто используются бариевые катоды. Основой бариевого катода является тонкая вольфрамовая нить, покрытая тонким слоем меди, на которую наносится слой бария. Эффективность бариевого катода — 70 ÷ 120 мА/Вт.

Недостатком катода прямого накала является необходимость прогрева его постоянным током. При включении катода в цепь переменного тока появляется нежелательная пульсация тока эмиссии. Этот недостаток не играет существенной роли в радиолампах большой мощности с массивными катодами. Поэтому иногда в мощных лампах катоды прямого накала питаются переменным током.

Чтобы использовать для накала переменный ток, сконструирован более сложный подогревный катод, катод косвенного накала (рис. 50). Он состоит из никелевой цилиндрической трубочки *1*, покрытой оксидным слоем *2*, и нити накала *3*, расположенной внутри цилиндра. Нить накала (подогреватель) изолирована от цилиндра теплостойким материалом *4*. Ток накала проходит через подогреватель, который затем нагревает никелевый цилиндр — катод. Подогревные катоды имеют большую массу, поэтому при питании нити накала переменным током температура катода остается практически неизменной.

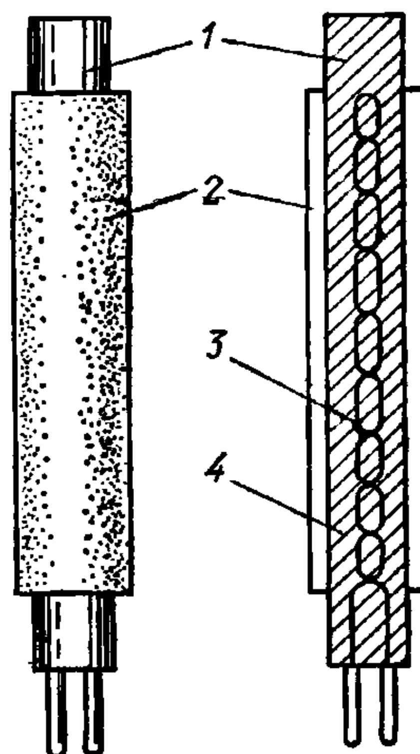


Рис. 50. Устройство катода косвенного накала.

Недостатками катодов косвенного накала являются большая мощность, затрачиваемая на нагрев катода, и значительное время разогрева (десятки секунд).

В качестве материала для изготовления анода чаще всего используются молибден или тантал, допускающие высокую температуру нагрева. В зависимости от конструкции катода анод может быть плоский, в виде цилиндра, параллелепипеда и др.

3. Двухэлектродная лампа (диод)

Электровакуумный диод представляет собой стеклянный или металлический баллон, в котором расположены два электрода — катод и анод. В баллоне создается вакуум до 10^{-6} — 10^{-7} мм рт. ст.

Катод разогревается до требуемой температуры током от специального источника (током накала), в результате чего возникает термоэлектронная эмиссия.

Если на анод подано положительное относительно катода напряжение, то электроны под влиянием ускоряющего электрического поля движутся к аноду. Упорядоченное движение электронов образует ток внутри диода и во внешней цепи (анодный ток I_a). Направление анодного тока внутри диода — от анода к катоду. При изменении полярности источника анодного напряжения ток в диоде прекращается; электроны, отталкиваемые электрическим полем, возвращаются на катод. Ток в диоде может протекать лишь в одном направлении — от анода к катоду, т. е. диод обладает вентильными свойствами.

График зависимости анодного тока диода от анодного напряжения при постоянном напряжении накала называется анодной характеристикой диода (рис. 51). На графике отчетливо видны три характерных участка: нижний *OA*, соответствующий медленному изменению анодного

тока при небольших величинах $U_а$, прямолинейный участок AB и верхний изгиб (правее точки B), соответствующий насыщению. Участок AB можно приближенно считать прямолинейным. Изменение анодного тока $I_а$ подчиняется закону трех вторых

$$I_а = kU_а^{3/2},$$

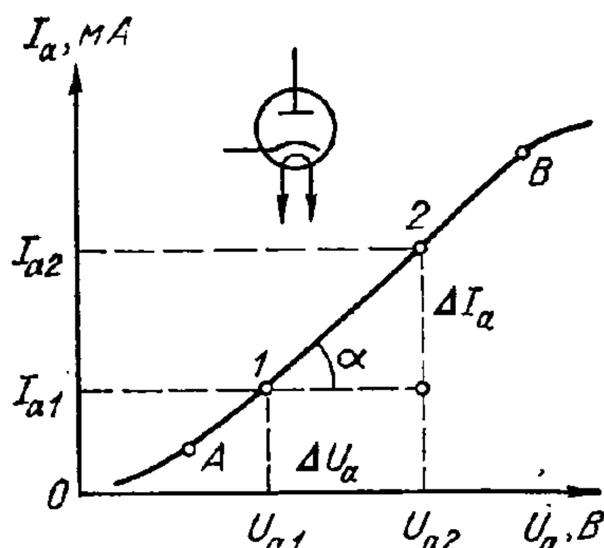


Рис. 51. Условное обозначение и анодная характеристика лампового диода.

где k — коэффициент, зависящий от геометрических размеров и формы электродов.

Начальный участок анодной характеристики можно приближенно описать следующим равенством:

$$I_а \approx aU_а^2.$$

Основные параметры, характеризующие диод: крутизна характеристики S, которая показывает, на сколько миллиампер изменяется анодный ток при изменении анодного напряжения на 1 В:

$$S = \frac{\Delta I_а}{\Delta U_а} \text{ [мА/В]},$$

где $\Delta I_а$ — приращение анодного тока, соответствующее приращению анодного напряжения $\Delta U_а$ (рис. 51).

Так как на практике в основном используют прямолинейный участок анодной характеристики, то параметры определяются именно на этом участке.

Внутреннее сопротивление R_i лампы переменному току — величина, обратная крутизне характеристики:

$$R_i = \frac{\Delta U_а}{\Delta I_а} = \frac{1}{S} \text{ Ом}.$$

Этот параметр показывает, какое сопротивление оказывает участок анод — катод диода внешней цепи при изменяющемся анодном напряжении. Не следует смешивать величину R_i с сопротивлением диода постоянному току R_{i0}, вычисляемому по закону Ома,

$$R_{i0} = \frac{U_а}{I_а} \text{ Ом}.$$

Допустимая мощность, рассеиваемая на аноде $P_{а.доп}$.

При соприкосновении электрона с анодом происходит резкое торможение и кинетическая энергия электрона переходит в тепловую, вызывая нагрев анода. Анод лампы, в зависимости от материала, из которого он изготовлен, а также от его размеров, может выдерживать определенный нагрев. Поэтому для каждой лампы указывается допустимая мощность, рассеиваемая на аноде, превышение которой быстро приводит к разрушению анода.

Допустимое обратное напряжение $U_{обр.доп}$.

При включении диодов в цепь переменного тока во время отрицательного полупериода, когда к диоду подводится обратное напряжение (минус на анод, плюс на катод), тока в анодной цепи нет, и все напряже-

ние источника оказывается приложенным к участку анод — катод диода. При значительной амплитуде напряжения источника и небольшом расстоянии между электродами возможен пробой участка анод — катод, в результате чего лампа выходит из строя. Поэтому для каждого диода указывается допустимая величина обратного напряжения.

Междуэлектродная емкость диода $C_{\text{а.к}}$ — это емкость между катодом и анодом. Анод и катод лампы можно представить как две обкладки конденсатора, разделенные диэлектриком (вакуумом). Это означает, что если к участку анод — катод подключить источник переменного напряжения, то даже при отключенном источнике накала через лампу будет протекать переменный емкостный ток. Величина емкостного тока, зависящая от емкостного сопротивления участка анод — катод,

$$X_{C_{\text{а.к}}} = \frac{1}{\omega C_{\text{а.к}}},$$

где ω — частота подводимого напряжения. На очень высоких частотах емкостное сопротивление диода может оказаться настолько малым, что выпрямительные свойства диода почти исчезают, в цепи будет протекать переменный емкостный ток. Для предотвращения указанного явления диоды конструируют с малой величиной $C_{\text{а.к}}$. Величину $C_{\text{а.к}}$ обычно указывают только для диодов, предназначенных для работы на высоких частотах.

4. Трехэлектродная лампа (триод)

Конструктивно трехэлектродная лампа отличается от диода наличием третьего электрода — управляющей сетки (рис. 52, *а*, *б*). В большинстве триодов управляющая сетка имеет вид спирали, окружающей катод. Расстояние между сеткой и катодом обычно очень мало: в некото-

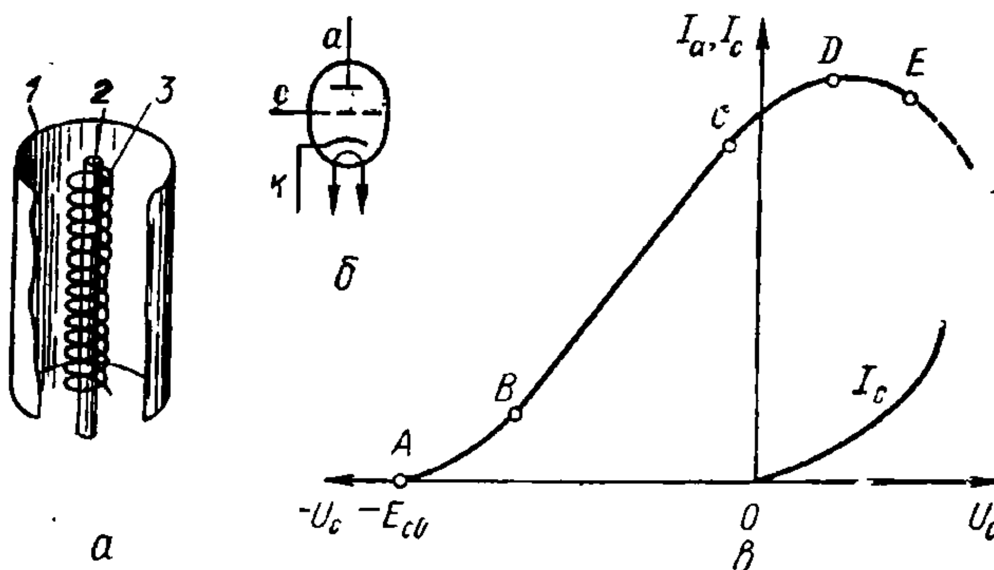


Рис. 52. Трехэлектродная лампа:
а — устройство; *1* — анод; *2* — катод; *3* — сетка; *б* — условное обозначение; *в* — анодно-сеточная характеристика.

рых лампах оно составляет десятки микрон. При включении триода между анодом и катодом прикладывается анодное напряжение, а между сеткой и катодом — сеточное напряжение. Величина анодного тока в триоде зависит от температуры катода, анодного и сеточного напряжений. Чем выше потенциал сетки относительно катода, тем больше

величина анодного тока. Отрицательно заряженная сетка тормозит движение электронов, и анодный ток уменьшается.

Зависимость анодного тока $I_а$ от сеточного напряжения $U_с$ при постоянном анодном напряжении $U_а$ называется статической анодно-сеточной характеристикой (рис. 52, *в*).

При определенной величине отрицательного сеточного напряжения тормозящее действие сетки становится настолько значительным, что оно полностью компенсирует действие анода, анодный ток прекращается и лампа «запирается». На сеточной характеристике прекращению анодного тока соответствует напряжение на сетке — $E_{с0}$.

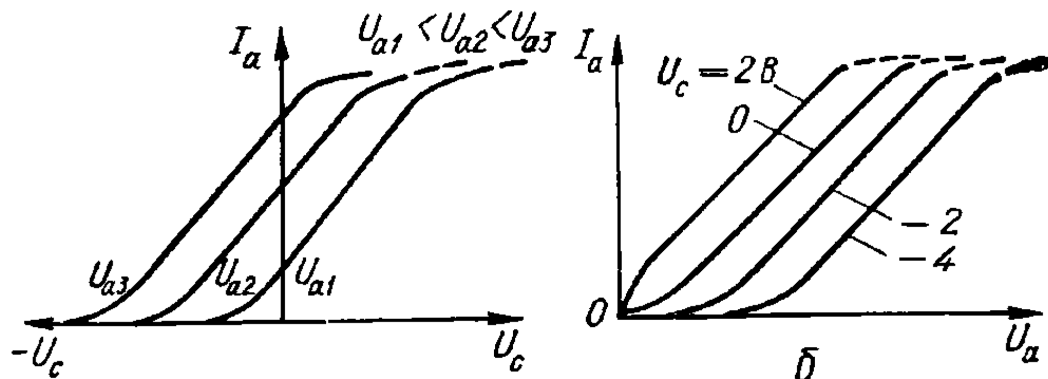


Рис. 53. Семейство статических характеристик триода:
а — анодно-сеточных; *б* — анодных.

С повышением напряжения на сетке ее тормозящее действие постепенно ослабевает и при напряжении $U_с \gg |E_{с0}|$ появляется анодный ток. Вначале при увеличении сеточного напряжения анодный ток растет медленно, так как его возрастанию препятствует заряд электронов, находящихся между катодом и сеткой (пространственный заряд). По мере рассасывания пространственного заряда скорость возрастания анодного тока увеличивается до области насыщения.

Положительно заряженная сетка притягивает к себе некоторое количество электронов, и в цепи сетки возникает сеточный ток. Участок катод — сетка в данном случае подобен участку анод — катод диода, на анод которого подан положительный потенциал. Поэтому в области насыщения ток эмиссии равен сумме анодного и сеточного токов. При увеличении сеточного напряжения на сетку попадает большое количество электронов, анодный ток начинает уменьшаться, а сеточный — резко возрастать. На рис. 52, *в* показана также сеточная характеристика — зависимость сеточного тока $I_с$ от сеточного напряжения $U_с$.

На анодно-сеточной характеристике можно отметить четыре характерных участка: нижний *AB*, соответствующий малой скорости изменения анодного тока; прямолинейный участок *BC*, на котором происходит интенсивное рассасывание пространственного заряда; верхний изгиб *CD*, соответствующий переходу в область насыщения, и второй изгиб *DE*, связанный с резким увеличением сеточного тока $I_с$.

В большинстве случаев рабочим является прямолинейный участок *BC* характеристики, на котором зависимость анодного тока от сеточного напряжения можно с достаточной степенью точности считать линейной.

Несколько характеристик, снятых при различных анодных напряжениях и изображенных в одной системе координат, называют семейством анодно-сеточных статических характеристик (рис. 53, *а*).

Зависимость анодного тока от напряжения на аноде при постоянном напряжении на сетке называется статической анодной характеристикой

триода. На рис. 53, *б* показано семейство анодных характеристик, каждой из которых соответствует определенное сеточное напряжение.

Основные параметры, характеризующие триод:

Крутизна характеристики S — величина, показывающая, на сколько миллиампер изменится анодный ток при изменении сеточного напряжения на 1 В при постоянном напряжении на аноде:

$$S = \frac{\Delta I_а}{\Delta U_с} \text{ мА/В},$$

где $\Delta I_а$ — приращение анодного тока, мА; $\Delta U_с$ — приращение сеточного напряжения, В.

Коэффициент усиления μ, равный отношению приращения анодного напряжения $\Delta U_а$ к приращению сеточного напряжения $\Delta U_с$ при постоянной величине анодного тока:

$$\mu = \frac{\Delta U_а}{\Delta U_с}.$$

Коэффициент усиления характеризует влияние сеточного и анодного напряжений на анодный ток и является величиной безразмерной. Коэффициент усиления лампы зависит в основном от конструкции сетки и от отношения расстояний сетка — катод и анод — катод. Чем меньше шаг спирали, тем сильнее сетка экранирует анод от катода и тем слабее влияет электрическое поле анода на изменения анодного тока по сравнению с полем сетки. Поэтому с уменьшением шага спирали сетки коэффициент усиления лампы возрастает.

Проницаемость D — величина, обратная коэффициенту усиления:

$$D = \frac{1}{\mu} = \frac{\Delta U_с}{\Delta U_а}.$$

Внутреннее сопротивление R_i —величина, показывающая, на сколько вольт необходимо изменить анодное напряжение для изменения анодного тока на 1 мА при постоянном напряжении на сетке:

$$R_i = \frac{\Delta U_а}{\Delta I_а} \text{ кОм}.$$

Основные параметры триода связаны между собой соотношением

$$SDR_i = \frac{\Delta I_а}{\Delta U_с} \cdot \frac{\Delta U_с}{\Delta U_а} \cdot \frac{\Delta U_а}{\Delta I_а} = 1.$$

Учитывая, что $\mu = \frac{1}{D}$, это равенство можно записать в виде

$$\mu = SR_i.$$

Из этого уравнения по двум известным параметрам лампы можно определить третий.

Кроме основных параметров, триод характеризуется допустимой мощностью рассеяния на аноде, величинами междуэлектродных емкостей $C_{а.с}$, $C_{с.к}$, $C_{а.к}$ и др.

На практике основные параметры триода определяют графически по семейству сеточных или анодных характеристик. На рис. 54, *а* показана методика определения параметров по семейству сеточных характеристик. На прямолинейном участке отмечают две точки A и B, после чего строят характеристический треугольник ABC.

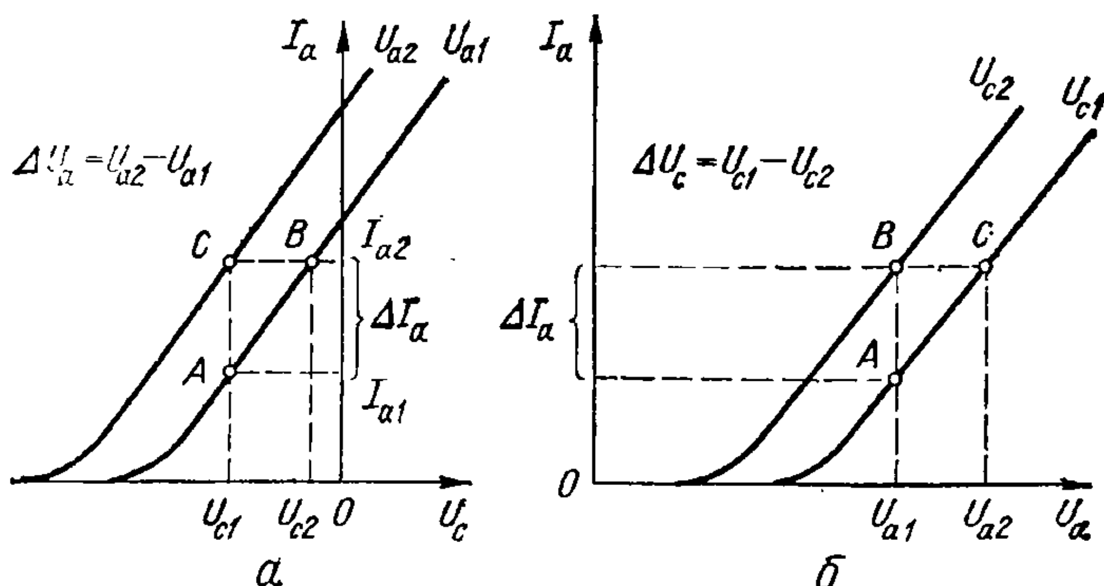


Рис. 54. Определение параметров триода по семейству характеристик: *а* — сеточных; *б* — анодных.

Вершина треугольника *C* располагается на соседней статической характеристике, снятой при анодном напряжении U_{a2}. Определив значения анодных токов I_{a1} и I_{a2}, соответствующих сеточным напряжениям U_{c1} и U_{c2}, находят основные параметры:

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_c} = \frac{I_{a_2} - I_{a_1}}{U_{c_2} - U_{c_1}};$$

$$\mu = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_c} = \frac{U_{a_2} - U_{a_1}}{U_{c_2} - U_{c_1}};$$

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} = \frac{U_{a_2} - U_{a_1}}{I_{a_2} - I_{a_1}}.$$

Методика определения параметров по семейству анодных характеристик показана на рис. 54, *б*.

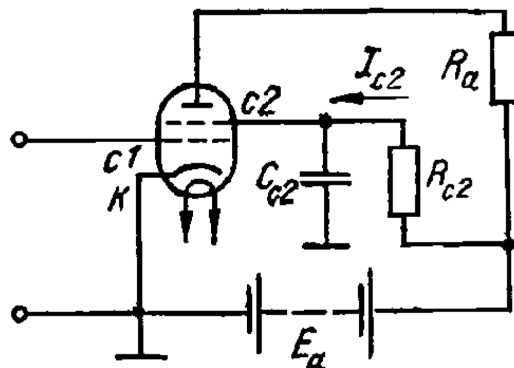
Параметры, значения которых приводятся в паспорте лампы, относятся к линейному участку ламповых характеристик. При изменении сеточного напряжения в значительных пределах параметры не остаются постоянными. На нижнем и верхнем изгибах сеточной характеристики крутизна S уменьшается. При малых анодных напряжениях возрастает внутреннее сопротивление R_i. Наиболее постоянным оказывается коэффициент усиления лампы μ.

Триоды имеют два основных недостатка: малый коэффициент усиления μ и значительные междуэлектродные емкости. Каждая пара электродов образует как бы отдельный конденсатор. Всего междуэлектродных емкостей у триода три: емкость сетка — катод $C_{с.к}$ (входная), емкость анод — катод $C_{а.к}$ (выходная) и емкость анод — сетка $C_{а.с}$ (проходная). Междуэлектродные емкости ухудшают работу лампы, особенно на высоких и сверхвысоких частотах.

Наиболее опасной является проходная емкость $C_{а.с}$, так как она создает нежелательную емкостную связь между сеточной и анодной цепями. При определенных условиях такая связь может привести к нарушению нормальной работы ламп в усилительном режиме, т. е. к превращению усилителя в генератор переменного напряжения.

5. Четырехэлектродная лампа (тетрод)

Тетрод имеет четыре электрода: катод, анод и две сеткн (рнс. 55). Первая сетка (c_1), расположенная ближе к катоду,— управляющая, а вторая(c_2) — экраннрующая. Эта сетка предназначена для уменьшення проходной емкости $C_{а.с}$ и увеличення коэффициента усиления и внутреннего сопротивления. Для уменьшения влияния проходной емкости экраннрующую сетку необходимо соединить с катодом лампы. Прн таком включении экранирующая сетка ведет себя, как электростатнческий экран.



Рнс. 55. Схема включения тетрода.

На экраннрующую сетку подается постоянный положительный потенцнал, составляющий от 25 до 100% анодного напряжения. Электрическое поле экранирующей сетки способствует более интенсивному рассасыванию пространственного заряда, поэтому в тетроде при данном анодном напряжении протекает анодный ток большнй, чем в аналогичном триоде. Это обусловливает более «левое» расположенне сеточных характеристик тетрода по сравненню с характернстиками триода, снятымн при такнх же анодных иапряженнях. Поэтому в тетродах весь прямолнннейный участок характеристнкн оказывается в области отрнцательных напряжений на сетке н, следовательно, даже прн использовании всей характеристики лампа работает без сеточных токов. Увеличение коэффициента усиления объясняется тем, что экранирующая сетка, расположенная блнже к катоду, чем анод, перехватывает (экраннрует) часть снловых линнй электрнческого поля анода, вследствие чего уменьшается влиянне анодного напряження на анодный ток.

Уменьшенне влняния изменення анодного напряження на анодный ток приводит также к увеличению внутреннего сопротнвлення тетрода.

На рнс. 55 приведена схема включення экранирующей сетки тетрода. В маломощных усилителях и генераторах применять отдельный источиик для питания экранирующей сетки нецелесообразно, поэтому напряженне на нее подается от анодного нсточнnка через гасящее сопротнвление R_{c2}. Под действием положнтельного потенциала на экраннрующей сетке часть электронов прнтягивается этой сеткой и в цепн экранирующей сетки протекает ток I_{c2}, создающнй на R_{c2} падение напряжения $I_{c2}R_{c2}$. Поэтому напряжение на экраннрующей сетке

$$U_{c_2} = E_а - I_{c_2}R_{c_2},$$

где $E_а$ — напряженне анодного нсточника.

Для тетрода анодное напряжение обычно больше напряжения U_{c2}, однако во время работы лампы U_{c2} может быть больше $U_а$. В этом случае возннкает так называемый динатронный эффект, суть которого заключается в следующем.

При $U_а = 0$ анодный ток также равен нулю, а ток экранирующей сетки максимальный (рнс. 56). Увелнчение анодного напряжения примерно до $U_{а1}$ (точка A) вызывает увеличение анодного тока н уменьшение тока экранирующей сеткн. Прн дальнейшем увелнчении $U_а$ (от точки

А до *В*) скорость первичных электронов, попадающих на анод, становится достаточной для возникновения вторичной эмиссии. В это время потенциал анода ниже потенциала экранирующей сетки и вторичные электроны, выбитые из анода, притягиваются экранирующей сеткой. На участке анод — экранирующая сетка возникает электронный поток, движущийся навстречу основному, анодный ток уменьшается, а ток экранирующей сетки увеличивается (участок *АВ*). При дальнейшем увеличении U_a часть вторичных электронов возвращается на анод, в результате чего I_a возрастает, а I_c уменьшается. Когда $U_a \gg U_{c2}$, все вторичные электроны возвращаются на анод и явление динатронного эффекта прекращается.

Нелинейность анодной характеристики при наличии динатронного эффекта является основным недостатком тетрода, ограничивающим его практическое применение.

Устранение динатронного эффекта достигается одним из двух способов: созданием специальной конструкции тетродов, при которой вблизи анода образуется плотный пространственный заряд, и введением в лампу дополнительной сетки.

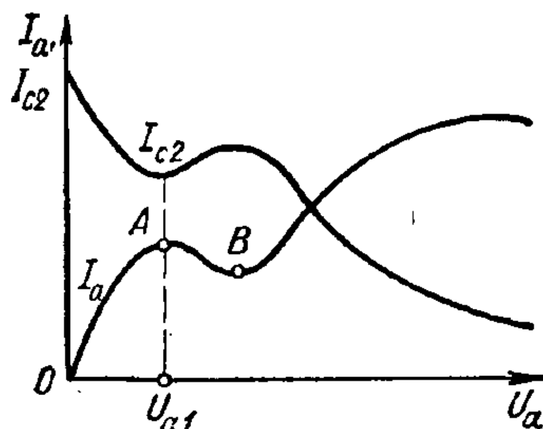


Рис. 56. Характеристики анодного и сеточного токов тетрода.

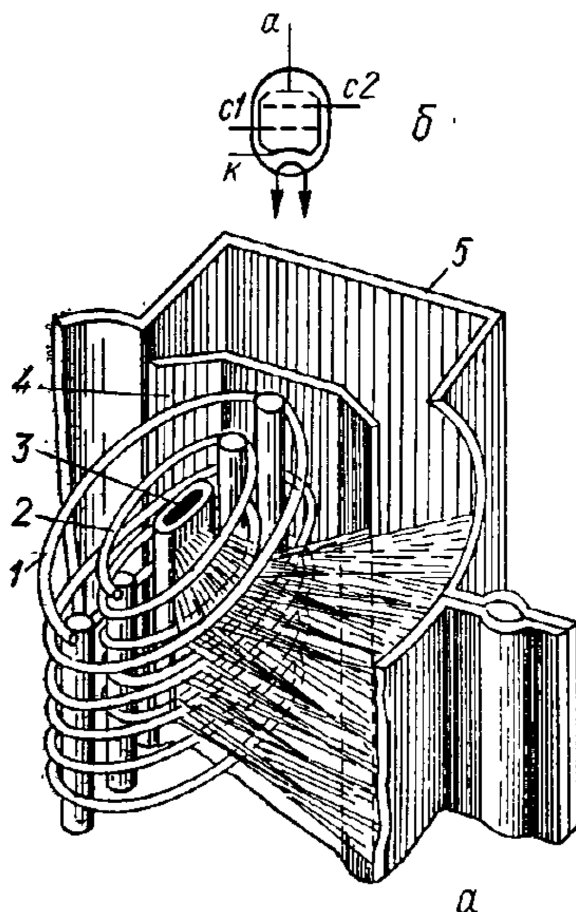


Рис. 57. Лучевой тетрод: *а* — устройство; *б* — обозначение на схемах.

В лучевом тетроде динатронный эффект устранен с помощью пространственного заряда. В лучевых тетродах (рис. 57) применяют овальную форму управляющей *2* и экранирующей *1* сеток с одинаковым шагом намотки. Анод *5* имеет цилиндрическую форму с характерными уступами. Катод *3* плоский, подогревный. В пространстве между экранирующей сеткой и уступами анода размещены специальные лучеобразующие пластины *4*, соединенные внутри лампы с катодом. Пластины *4*, имеющие потенциал катода, формируют поток электронов, движущийся к аноду, в узкие «лучи» большой плотности. Плотный пространственный заряд в области анод — экранирующая сетка препятствует попаданию вторичных электронов, выбитых из анода, на экранирующую сетку.

Кроме отмеченных особенностей конструкции лучевого тетрода, в нем предусмотрено такое взаимное расположение сеток, при котором резко уменьшается величина тока экранирующей сетки. Тепловой режим экранирующей сетки остается нормальным даже при подаче на эту сетку более высокого положительного потенциала, чем потенциал анода.

Наряду с указанными преимуществами лучевой тетрод имеет следующие недостатки.

Во-первых, при очень малых анодных токах, соответствующих большому отрицательному смещению на управляющей сетке, плотность пространственного заряда между анодом и экранирующей сеткой может оказаться недостаточной для возвращения вторичных электронов на анод. В этом случае при низких анодных напряжениях проявляется динатронный эффект и лампа работает как обычный тетрод. Поэтому лучевые тетроды более целесообразно использовать при больших значениях анодного тока, т. е. в усилителях мощности.

Во-вторых, в лучевых тетродах экранирующую сетку невозможно сделать очень густой, поэтому проходная емкость сравнительно велика (0,3—1 пФ). По этой же причине коэффициент усиления μ невелик (порядка 100). Внутреннее сопротивление лучевых тетродов обычно не превышает десятков килоом.

Лучевые тетроды целесообразно использовать в усилителях мощности низкой частоты, так как при работе на высоких частотах будет сказываться незначительное емкостное сопротивление участка анод — управляющая сетка.

6. Пятиэлектродная лампа (пентод)

Для устранения динатронного эффекта в лампу вводят еще одну защитную сетку (антидинатронную) *c3*, которую помещают между экранирующей сеткой и анодом (рис. 58). Такая лампа называется пентодом. Защитную сетку соединяют с катодом. В некоторых пентодах это соеди-

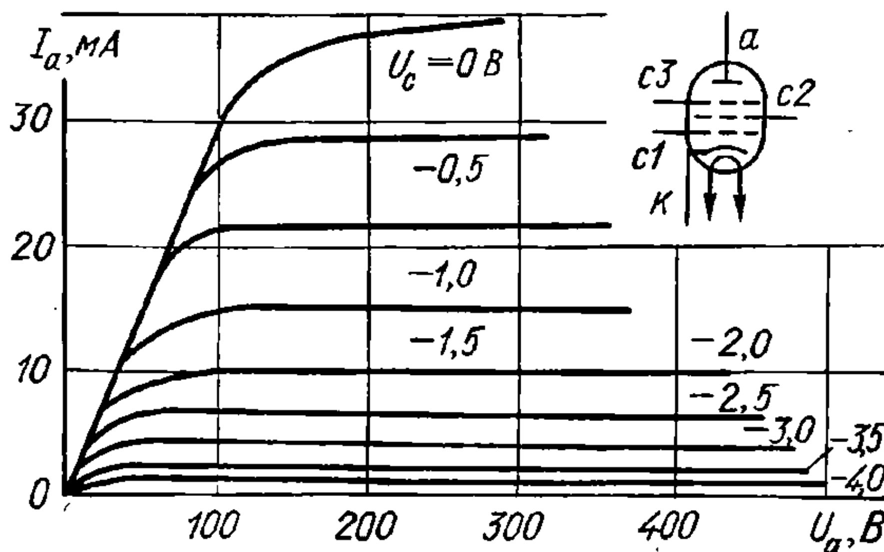


Рис. 58. Условное обозначение и семейство анодных характеристик пентода.

нение сделано внутри баллона лампы при ее изготовлении. В других типах пентодов защитная сетка имеет самостоятельный вывод.

Чтобы защитная сетка незначительно тормозила электроны, летящие от катода к аноду, ее делают более редкой по сравнению с двумя другими. Сетка, имеющая потенциал катода, в пространстве между анодом и экранирующей сеткой заставляет вторичные электроны возвращаться на анод.

Защитная сетка является дополнительным электрическим экраном между анодом и управляющей сеткой, в результате чего проходная емкость пентода оказывается еще меньшей, чем у тетрода (величина

$C_{a.c_1}$ бывает порядка 0,002—0,05 пФ). Наличие трех заряженных сеток между анодом и катодом приводит к тому, что изменение анодного напряжеиия практически не влияет на изменение анодного тока. Это означает, что коэффициент усиления μ пентодов в десятки раз больше, чем триодов (1000 и более), а внутреннее сопротивление достигает 1—2 МОм.

На рис. 58 представлено семейство анодных характеристик пентода. Анодные характеристики имеют два характерных участка: круто поднимающийся участок быстрого нарастания анодного тока при малых анодных напряжениях и пологий участок незначнтельного изменения

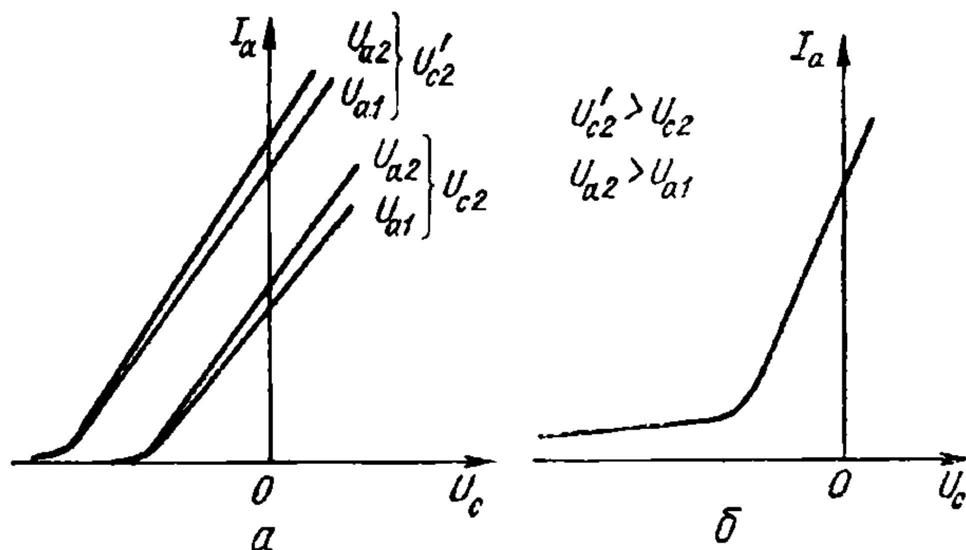


Рис. 59. Анодио-сеточные характеристики пеитода:
а — **обычные;** *б* — **удлиненная.**

анодного тока при больших напряжениях иа аноде. Прн $U_a = 0$ в пентоде существуют два пространственных заряда: первый в пространстве экранирующая сетка — защитная сетка и второй — вокруг катода. Первое электронное «облако» находится в непосредственной близости к аноду. Поэтому достаточно незначительного положительного потенциала на аноде, чтобы электроны из облака попали на анод. По мере увеличения анодного напряжения происходит интенсивное рассасывание первого электронного «облака», что соответствует быстрому возрастанию анодного тока. После исчезновения пространственного заряда в области экранирующая сетка — защитная сетка скорость возрастания аиодного тока резко уменьшается.

При использовании пентода в качестве усилителя рабочим участком анодной характеристики является пологий прямолинейный участок, так как на нем величины μ и R_i имеют наибольшие значения.

Анодные характеристики являются основными. По ним выбирают режим работы лампы, определяют параметры и выполняют различные расчеты. Сеточные характеристики применяют реже.

Так как в пентоде изменение анодного напряжения почти не влияет на аиодный ток, то все сеточные характеристики семейства сливаются, а сеточные характеристики, снятые при различных напряжениях на экранирующей сетке, резко отличаются друг от друга (рис. 59, *а*).

Иногда желательно видоизменять сеточную характеристику так, чтобы ее начальный участок был почти прямолинейным и удлиненным (рис. 59, *б*). Такая необходимость возникает в тех случаях, когда требуется изменять коэффициент усиления лампы в значительиых пределах изменением напряжения смещения (например, в усилителях высокой и промежуточной частоты радиоприемников). Пентоды с удлиненной характеристикой отличаются от обычных только тем, что управляющая

сетка имеет переменный шаг намотки. Если постепенно увеличивать отрицательное сеточное напряжение, то электроны перестают пролетать между витками сетки сначала в тех местах, где она имеет меньший шаг, а затем между витками, где шаг больше. Наличие участка сетки с очень большим шагом приводит к тому, что для полного запирания лампы требуется подать на сетку большой отрицательный потенциал. Сеточная характеристика пентода с удлиненной характеристикой имеет различную крутизну, поэтому его часто называют лампой с переменной крутизной.

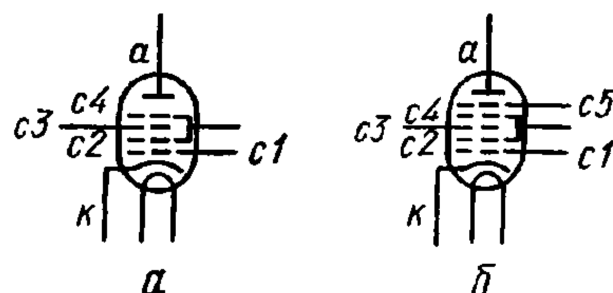


Рис. 60. Условные обозначения многоэлектродных ламп:
а — гексод; *б* — гептод.

Кроме рассмотренных выше основных типов радиоламп, существуют специальные многосеточные лампы, которые используются обычно для преобразования частоты высокочастотных электрических колебаний. Основная особенность таких ламп — наличие в них двух управляющих сеток. К лампам подобного типа относятся гексоды, гептоды и октоды. Гексод — это шестиэлектродная лампа с четырьмя сетками (рис. 60, *а*), из которых сетки *с1* и *с3* являются управляющими, а *с2* и *с4* — экранирующими. Гептод отличается от гексода наличием защитной сетки (сетка *с5* на рис. 60, *б*).

В компактной радиоэлектронной аппаратуре используют комбинированные лампы, имеющие в одном баллоне две или несколько обычных ламп. К таким лампам относятся: двойные диоды, двойные триоды, триод-пентоды и т. п.

7. Маркировка радиоламп

Обозначения электровакуумных электронных приборов предусмотрены ГОСТ 13393—67.

Приемно-усилительные радиолампы маркируются четырьмя элементами. Первый элемент — число, указывающее напряжение накала в вольтах (округленно). Второй элемент — буква, характеризующая тип лампы: Д — диод, Х — двойной диод, С — триод, Н — двойной триод, Г — диод-триод, Ж — пентод с короткой характеристикой, К — пентод с удлиненной характеристикой, Ф — триод-пентод, Э — тетрод, Р — двойной тетрод и пентод, Б — диод-пентод, В — лампа со вторичной эмиссией, П — выходной пентод и лучевой тетрод, А — частотопреобразовательная лампа, И — триод-гексод, триод-гептод, триод-октод, Л — лампа со сфокусированным лучом, Е — электронно-лучевой индикатор, Ц — кенотрон, относящийся к категории приемно-усилительных ламп.

Третий элемент — число, указывающее порядковый номер типа лампы.

Четвертый элемент — буква, характеризующая конструктивное оформление: С — в стеклянном баллоне, К — в керамической оболочке, П — миниатюрная, диаметром 19 и 22,5 мм, Г — сверхминиатюрная, диаметром свыше 10,2 мм, Б — сверхминиатюрная, диаметром до 10,2 мм, А — сверхминиатюрная, диаметром до 8 мм, Р — сверхминиатюрная, диаметром до 5 мм, Л — с замком в ключе цоколя, Д — с дисковыми выводами (впаями), Ж — типа «желудь», Н — металлокерамическая, без обозначения — лампа с металлическим баллоном.

Примечание. Маркировка некоторых радиоламп дополняется пятым элементом — буквой, характеризующей принадлежность к той или иной категории ламп повышенной надежности: В — с повышенной механической прочностью, Е — долговечные, И — предназначенные для работы в импульсном режиме, К — с высокой виброустойчивостью.

Обозначение (маркировка) генераторных и модуляторных ламп также состоит из четырех элементов.

Первый элемент — буквы, характеризующие назначение лампы и частотный диапазон ее применения; ГК — генераторные, длинноволновые и коротковолновые (с предельной частотой до 30 МГц), ГУ — генераторные УКВ (с предельной частотой, от 30 до 300 МГц), ГС — генераторные сантиметровые (с предельной частотой свыше 300 МГц), ГМ — модуляторные.

Второй элемент — буква, характеризующая электрический режим, для которого предназначена лампа, например, И — импульсный.

Третий элемент — число, указывающее порядковый номер типа прибора.

Четвертый элемент — буква, обозначающая характер принудительного охлаждения: А — водяное, Б — воздушное, П — испарительное.

В табл. 23—29 приведены основные параметры выпрямительных, приемно-усилительных и генераторных ламп.

8. Электронно-лучевые трубки

Электронно-лучевая трубка представляет собой электровакуумный прибор, в котором энергия узкого пучка электронов — электронного луча — преобразуется в видимое световое излучение. Трубка представляет собой герметическую колбу, внутри которой находится электронный прожектор (пушка) и экран. Электронный прожектор состоит из катода и системы полых металлических электродов, между которыми образуются электростатические поля. Экран представляет собой тонкий слой люминофора, нанесенный на внутреннюю поверхность дна колбы. Под действием электронной бомбардировки люминофор светится, и в том месте, куда направлен электронный луч, возникает светящееся пятно. Для уменьшения диаметра светящегося пятна электронный луч фокусируется при помощи постоянных электрических или магнитных полей.

Электронный луч перемещается по поверхности экрана под действием изменяющихся электрических и магнитных полей, которые образуются в отклоняющей системе.

Электростатические фокусирующие и отклоняющие системы размещаются внутри трубки, являясь продолжением электронного прожектора. Магнитные системы представляют собой катушки, надеваемые на горловину трубки снаружи.

На рис. 61 изображена электронно-лучевая трубка с электростатической фокусировкой и электростатической отклоняющей системой. Электрод, предназначенный для изменения скорости движения электронов и, следовательно, яркости свечения экрана, называется управляющим электродом (модулятором) *УЭ*. Он находится под небольшим отрицательным потенциалом относительно катода *К*. Два анода *А1* и *А2* имеют различные положительные потенциалы: на первом аноде потенциал значительно меньше, чем на втором. Конфигурация электрического поля между анодами такова, что расходящийся поток электронов фокусируется в узкий пучок. На ускоряющий электрод $У_сЭ$ подается постоянный положительный потенциал. Сфокусированный пучок электронов попадает на экран *Э*. Степень фокусировки изменяется за счет раз-

Кенотроны

Обозначение ламп	Колнчество анодов	Накал: Род	Накал: Напряжение, В	Накал: Ток, А	Внутреннее сопротивление, кОм	Наибольшая амплитуда обратного напряжения, В	Наибольшая амплитуда анодного тока, мА	Выпрямленный ток, мА	Максимальные размеры, мм: высота	Максимальные размеры, мм: диаметр
1Ц11П	1	Прямой	1,2	0,2	20	20 000	2	0,3	65	19
2Ц2С	1	»	2,5	1,75	4,5	12 500	100	7,5	114	40
3Ц16С	1	Косвенный	3,15	0,21	—	35 000	80	1,1	105	32,8
3Ц18П	1	Косвенный	3,15	0,21	15	25 000	15	1,5	65	19
5Ц8С	2	»	5	5	0,2	1700	1200	400	134	52
5Ц9С	2	»	5	3	0,3	1700	600	190	93,5	45,3
5Ц12П	1	Прямой	5	0,76	0,50	5000	350	50	75	22,5
6Ц4П	2	Косвенный	6,3	0,6	0,25	1000	300	72—75	62	19
6Ц10П	1	То же	6,3	1,05	0,1	4500	450	120	75	22,5
6Ц13П	1	»	6,3	0,95	0,12	1600	900	120	75	22,5
6Ц15С	2	»	6,3	1,43	—	1350	375	62	—	—
6Ц17С	1	»	6,3	1,8	0,045	4500	1200	200	100	32,8
6Ц19С	1	»	6,3	1,1	0,1	4500	450	120	75	22,5
30Ц6С	2	»	30	0,3	0,15	500	500	120	115	42

Таблица 24

Ламповые диоды

Обозначение лампы	Колнчество анодов	Накал: Род	Накал: Напряжение, В	Ток, А	Наибольшая амплитуда обратного напряжения анода, В	Выпрямленный ток, мА	Наибольшая амплитуда тока анода, мА	Емкость между катодом и анодом, пФ	Максимальные размеры, мм: Высота	Максимальные размеры, мм: Диаметр
6Д4Ж	1	Косвенный	6,3	0,15	365	4,8	30	1,91	31	29,4
6Д6А	1	То же	6,3	0,15	450	8—10	70	3	36	7,2
6Х2П	2	»	6,3	0,3	450	17	90	3,8	48	19
6Х7Б	2	»	6,3	0,3	450	10	70	5,8	36	10,2
12Х3С	2	»	12,6	0,073	100	2,0	20	0,48	—	—

Таблица 25

Триоды, двойные диод-триоды, индикаторы настройки

Обозначение лампы	Тип лампы	Накал			Напряжение анода, В	Крутизна характеристики, мА/В	Коэффициент усиления	Внутреннее сопротивление, кОм	Выходная мощность, Вт	Максимально допустимая мощность, рассеиваемая анодом, Вт	Междуэлектродные емкости, пФ			Максимальные размеры, мм	
		Ток	Напряжение, В	Ток, А							входная	выходная	проходная	диаметр	высота
2С4С	Выходной триод	Прямой	2.5	2,5	250	5.4	4,15	0,84	2,8	15	—	—	—	52	140
6С1Ж	Высокочастотный триод	Косвенный	6,3	0,15	250	2,25	26	11,6	—	1,8	1	0,6	1,4	29,5	35
6С2С	Триод со средним коэффициентом усиления	То же	6,3	0.30	250	2,55	20,5	8,05	—	2,75	3	4,5	3,8	33	84
6С3П	Триод высокой частоты	»	6,3	0,3	150	20	50	—	—	3	6,5	1,6	3,0	22,5	60
6С4С	Выходной триод	Прямой	6,3	1,0	250	5,4	4,15	0,84	2,8	15	—	—	—	52	140
6С6Б	Триод со средним коэффициентом усиления	Косвенный	6,3	0,2	120	5	25	5	—	1,2	3,3	3,5	1,42	10,2	36
6С15П	Триод с большой крутизной	То же	6,3	0,44	150	45	52	1,24	—	7,8	11	1,8	4	22,5	60
6С18С	То же	»	12,6 или 6,3	3,3 или 6,6	450	40	2,5	0,006	—	60	—	—	—	—	—
6С19П	»	»	6,3	1,0	200	7,5	3,7	0,5	—	11	6,5	6	2,5	—	—
6С20С	Триод для схем стабилизации высокого напряжения	»	6,3	0,2	25 000	0,25	2000	8000	—	25	—	—	—	—	—
6С28В	Триод с большой крутизной	Косвенный	6,3	0,31	120	19	40	—	—	1,3	5,8	2,2	3	10,2	43
6С35А	Триод с большим коэффициентом усиления	Косвенный	6,3	0,13	200	4	70	—	—	0,9	2	2,4	1,7	7,2	36
6Н1П	Двойной триод со средним коэффициентом усиления	»	6,3	0,6	250	3,2	35	11	—	2	3,8	1,75	1,85	22,5	57
6Н2П	Двойной триод с большим коэффициентом усиления	»	6,3	0,345	250	2	100	50	—	1	1,75	1,3	0,72	22,5	57
6Н3П	Двойной триод со средним коэффициентом усиления	»	6,3	0,35	150	4,9	37	7,55	—	1,5	2,5	1,4	1,3	22,5	48,5
6Н4П	Двойной триод	»	6,3	0,3	250	1,85	40	21,6	—	1,5	1,6	1,4	1,3	22,5	58
6Н5П	»	»	6,3	0,6	200	3,5	27	7,7	—	2	3	1,5	2,25	22,5	56
6Н6П	Двойной триод с большим коэффициентом усиления		6,3	0.75	120	11	20	1,8	2	4,8	4,4 4,9	1,9 2,9	3,0 0,3	22,5	72,5
6Н14П	Двойной триод высокой частоты	»	6,3	0,35	90	6,8	25	—	—	1,5	2,1	1,15 0,45	1,8	22,5	60
6Н15П	Двойной триод со средним коэффициентом усиления	»	6,3	0.45	100	5,6	38	6,8	—	1,6	2	0,4	1,4	19	57
6Н17Б	Двойной триод с большим коэффициентом усиления	»	6,3	0,4	200	3,8	75	20	—	0,9	2,8	1,55	1,6	10,2	36
6Н19П	Триод с катодной сеткой для импульсных схем	»	6,3	0,65	150	13,5	70	5,2	—	2	3,8	1,2	3,4	22,5	60
6Н23П	Двойной триод высокой частоты для каскадных схем	»	6,3	0,3	120	12,5	32	2,5	—	1,8	3,6	2	1,5	22,5	50
6Г3П	Тройной диод-триод	»	6,3	0,45	250	1,3	63	48,5	—	1	2,0	1,25	2,3	22,5	60
6Е1П	Оптический индикатор настройки	»	6,3	0,3	250	1,2	24	—	—	0,2	—	—	—	22,5	75
6Е2П	То же	»	6,3	0,58	150	1,5	30	—	—	0,4	—	—	—	22,5	75

Пентоды и тетроды для усиления напряжения

Таблица 26

Обозначение лампы	Тип лампы	Накал			Напряжение анода, В	Напряжение второй сетки, В	Крутизна характеристики, мА/В	Внутреннее сопротивление, кОм	Максимально допустимая мощность, рассеиваемая анодом, Вт	Максимально допустимая мощность, рассеиваемая второй сеткой, Вт	Междуэлектродные емкости, пФ			Максимальные размеры, мм	
		Род	Напряжение, В	Ток, А							входная	выходная	проходная	диаметр	высота
1Ж17Б	Пентод ВЧ с короткой характеристикой	Прямой	1,2	0,06	60	40	1	—	—	—	3,2	2,4	0,01	8,5	42
1Ж24Б	То же	То же	1,2	0,013	60	45	0,9	—	—	—	3,6	3	0,008	8,5	40
1Ж29Б	»	»	1,2	0,06											
2Ж2М	»	»	2	0,06	120	70	0,8	1500	0,5	—	5,75	8	0,02	30	80
2Л27П	»	»	2,2	0,057	120	45	1,00	1600	—	—	3	2	0,015	19	51
2Ж28Л	»	»	2,3	0,028	120	45	1,2	1800	1	—	5,4	4,85	0,015	32	65,3
4Ж1Л	»	Косвенный	4,2	0,225	150	75	1,5	1000	2	—	4,3	4,5	0,007	32	69
6Ж1Ж	»	То же	6,3	0,15	250	100	1,6	1200	—	—	3,5	3	0,018	29,4	47,6
6Ж1П	»	»	6,3	0,175	120	120	5,2	300	1,8	0,55	4	2,1	0,02	19	48
6Ж2П	»	»	6,3	0,175	250	120	3,55	130	1,8	0,85	4,1	2,2	0,02	19	48
6Ж3П	»	»	6,3	0,3	250	150	5	500	2,5	0,55	6,5	1,8	0,025	19	57
6Ж4П	»	»	6,3	0,3	250	100	4,4	800	3	0,6	5,5	5	0,035	19	65
6Ж5П	»	»	6,3	0,45	300	150	9	500	3,2	0,4	10	2,5	0,03	19	57
6Ж9П	»	»	6,3	0,3	150	150	17,5	150	3	0,75	8,5	3,35	0,02	22,5	51
6Ж10Б	»	»	6,3	0,25	120	120	4,5	—	2,1	1,3	6,5	5,1	0,05	1,20	45
6Ж10П	»	»	6,3	0,3	200	100	9,5	100	3	0,75	8,9	3,9	0,025	22,5	51
6Ж11П		»	6,3	0,44	150	150	29	34	4,9	1,15	14	3,5	0,05	22,5	60
12Ж1Л	Пентод ВЧ	»	12,6	0,075	1,50	75	1,5	1000	—	—	4,3	4,5	0,007	32	69
1К1П	Пентод ВЧ с удлиненной характеристикой	Прямой	1,2	0,06	90	67,5	0,66	—	—	—	3,5	7,5	0,01	19	57
1К2П	То же	То же	1,2	0,03	60	45	0,65	—	0,2	—	3	4,9	0,01	19	57
6К1П	»	Косвенный	6,3	0,15	250	100	1,85	450	—	—	3,4	3	0,01	19	46
6К4П	»	То же	6,3	0,3	250	100	4,4	800	3	0,6	5,5	5	0,0035	19	57
1Б1П	Диод-пентод	Прямой	1,2	0,06	67,5	67,5	0,625	—	—	—	2,2	3,4	0,2	19	57
1Б2П	То же	То же	1,2	0,03	60	45	0,55	1200	0,15	—	1,85	2,1	0,27	19	57
6Б2П	Диод-пентод ВЧ с удлиненной характеристикой	Косвенный	6,3	0,3	250	100	2	—	—	—	2	4,1	0,008	19	57

Таблица 27

Выходные пентоды, лучевые тетроды

Обозначение лампы	Тип лампы	Накал: Род	Накал: Напряжение, В	Накал: Ток, А	Напряжение анода, В	Напряжение второй сетки, В	Крутизна характеристики, мА/В	Коэффициент усиления	Внутреннее сопротивление, кОм	Выходная мощность, Вт	Максимально допустимая мощность, рассеиваемая анодом, Вт	Максимально допустимая мощность, рассеиваемая второй сеткой, Вт	Междуэлектродные емкости, пФ: входная	Междуэлектродные емкости, пФ: выходная	Междуэлектродные емкости, пФ: проходная	Максимальные размеры, мм: диаметр	Максимальные размеры, мм: высота
0,6П2Б	Пентод НЧ	Прямой	0,625	0,03	30	30	0,15	—	1100	—	0,01	—	—	—	—	10×7,2	32
1П2Б	То же	То же	1,25	0,05	45	45	0,5	—	50	0,008	0,05	—	3	6	—	10,2×7,2	38
1П4Б	»	»	1,25	0,02	45	45	0,4	—	350	0,0035	0,05	0,05	3	6	0,3	10,2×7,2	38
1П5Б	Пентод ВЧ	»	1,2	0,12	90	90	1,9	—	—	—	—	—	3,9	2,7	0,01	10,5	45
1П24Б	То же	»	1,2	0,26	150	125	2,8	—	—	1,3	2,5	1	7,5	4	0,03	10,5	45
			2,4	0,13													
2П1П	Лучевой тетрод	»	1,2	0,12													
			2,4	0,6	90	90	2	—	100	0,21	0,85	—	5,5	4	0,5	19	57
2П2П	То же	»	1,2	0,06	60	60	1,1	—	160	0,2	0,4	—	3,7	3,8	0,4	19	57
6П1П	»	Косвенный	6,3	0,45	250	250	4,5	—	50	3,8	12	2,5	7,8	5,7	0,95	22,5	72
6П14П	Пентод НЧ	То же	6,3	0,75	250	250	11,3	31	30	4,5	12	2	11	7	0,2	22,5	78
6П15П	Телевизионный пентод	»	6,3	0,75	300	150	14,5	25	100	4,5	12	1,5	13,5	7	0,06	22,5	78
6П18П	Выходной пентод НЧ	»	6,3	0,76	170	170	11	15	23	3,0	12	2,5	11,5	6	0,2	22,5	80
6Э5П	Лучевой тетрод	»	6,3	0,6	150	150	30,5	—	—	—	8,3	2,3	15	2,6	0,05	22,5	75

Таблица 28

Генераторные триоды

Тип лампы	Накал		Ток эмиссии катода в импульсе, А	Выходная мощность, кВт	Наибольшая мощность, рассеиваемая анодом, кВт	Наибольшая мощность, рассеиваемая сеткой, Вт	Наибольшее напряжение анода, кВ	$-E'_c$	Проницаемость, D	Крутизна характеристики, мА/В	Наибольшая рабочая частота, МГц	Междуэлектродные емкости, пФ		
	Напряжение, В	Ток, А										входная	проходная	выходная
ГУ-4А	8,3	145+10	30	10	20	800	6	40	0,017	30±10	100	40	35	1
ГУ-5А	12,6	23^{+4}_{-3}	6	3,5	3,5	150	5	30	0,02	15±3	110	19	16	0,5
ГУ-5Б	12,6	23^{+4}_{-3}	6	3,5	2,5	150	5	30	0,02	15±3	110	19	16	0,5
ГУ-10А	7	75±5	15	15	10	300	8	100	0,025	20±5	26	40	34	1,5
ГУ-10Б	7	75±5	15	15	10	300	8	100	0,025	20±5	26	40	34	1,5
ГУ-12А	12,6	310±15	30	40	20	600	10,5	400	0,05	24±4	50	35+6	24+3	2±1
ГУ-21Б	8,3	150±10	30	15	10	600	9	90	0,025	30±5	26	55	45	1,5
ГУ-22А	8,3	150±10	30	30	20	600	10	200	0,025	31±3	26	55	45	1,5
ГУ-23А	12	210±15	60	100	60	2600	11	40	0,02	49±7	26	100	65	3
ГУ-23Б	12	210±15	60	100	50	2600	12	90	0,02	45	26	100	65	2
ГУ-25Б	8,3	150±10	30	30	12	600	12	150	0,02	30±5	26	55	45	1,5
ГУ-26А	30	17	30	4,5	10	300	6	150	0,03	20	300	60	23	0,9
ГУ-30А	10,5	220±15	50	40	60	2500	7,5	160	0,04	45	100	80	60	2
ГУ-37Б	3,4	110	9	1,5	3,5	200	3	50	0,025	25	330	34	19	0,8
ГУ-45А	7,5	150	40	40	20	600	10,5	200	0,045	25	50	41	27	3
ГК-5А	17	580±30	300	250	200	10 000	10	100	0,025	140	25	220	100	4

Таблица 29

Экранированные генераторные лампы

Тип лампы	Накал: Напряжение, В	Накал: Ток, А	Ток эмиссии катода, А	Выходная мощность Вт	Наибольшая мощность, рассеиваемая анодом, Вт	Наибольшая мощность, рассеиваемая второй сеткой, Вт	Наибольшая мощность, рассеиваемая первой сеткой, Вт	Наибольшее напряжение анода, В	Напряжение второй сетки, В	Напряжение третьей сетки, В	$-E_c'$	Проницаемость, D	Проницаемость второй сетки, D_{c2}	Крутизна характеристики, мА/В	Наибольшая рабочая частота, МГц	Междуэлектродные емкости, пФ: входная	выходная	проходная
4Ж1Л	4,2	0,225	—	1,2	2	—		250	200	0	5	—	—	1,5	200	4,3	4,5	0,007
12Ж1Л	12,6	0,075	—	1,2	2	—		250	200	0	5	—	—	1,5	200	4,4	4,5	0,007
4П1Л	4,2	0,325	—	4,6	7,5	—		200	150	0	14	—	—	4	100	9,0	10	0,1
ГУ-15	4,4	0,68	0,12	12	15	4	0,4	400	250	0	25	0,006	0,14	4,7	60	10,5	12,5	0,16
ГУ-50	12,6	0,765	0,45	60	40	5	1	1000	250	0	40	0,008	0,15	5	120	14	9,15	0,1
ГУ-80	12,6	10,5	2	750	450	120	10	1500	1200	0	170	0,004	0,31	5,5	50	28,5	22,5	0,1
ГУ-81	12,6	10,5	2	750	450	120	10	1500	1200	0	170	0,004	0,31	5,1±1	50	28,5	23,5	0,1
ГУ-27А	7,5	25	5	1000	2000	150	40	4000	1000	—	75	0,008	0,07	7	110	25	17	0,21
ГУ-27Б	7,5	25	5	900	800	150	40	3500	1000	—	60	0,008	0,07	7	110	25	17	0,21
ГУ-28А	6,3	98	25	10000	8000	300	200	10000	2000	—	300	0,03	0,05	20	24	60	30	0,55
ГУ-28Б	6,3	98	25	10000	6000	300	200	10000	2000	—	300	0,03	0,05	20	30	60	30	0,55
ГУ-29	12,6	1,25	0,250	45	2×20	7	—	750	225	—	20	0,05	0,11	8	200	15	7	0,1
ГУ-32	12,6	0,8	0,08	14	15	5	—	500	250	—	28	0,06	0,14	3,5	200	7,8	3,8	0,05
ГУ-33Б	6,3	5,0	1	120	150	10	2	1500	400	—	30	0,004	0,1	20	500	39	6,8	0,1
ГУ-34Б	12,6	3,5	2	400	500	20	5	4000	600	—	40	0,005	0,6	28	250	65	8,5	0,12
ГУ-35Б	6,3	38	7	2000	3500	110	45	5000	830	—	80	0,006	0,11	24	250	56	14	0,7
ГУ-36Б	8,3	100	40	10000	14000	300	150	7000	1250	—	120	0,005	0,1	83	250	150	23	0,6
ГУ-39Б	6,3	100	30	13000	6000	450	200	10000	2000	—	200	—	0,14	22	100	76	26	0,6
ГУ-40Б	6,3	33	7	1000	2000	75	30	5000	830	—	150	—	0,1	18	250	33	14	0,6
ГУ-42	12,6	1	0,6	50	20	6	1	750	300	—	—	—	—	4,5	60	9,5	4	0,05
ГУ-43А	12,6	6,6		1600	1000	28	5	3000	350	—	—	—	0,15	5,0	70	8,5	14	0,1
ГУ-44Б	12,6	185	65	70000	50000	3200	1200	12000	2000	—	550	—	0,15	65	72	300	55	3
ГУ-47А	6,3	60	15	6000	6000	300	50	6000	1200	—	550	—	0,15	40	70	95	19	0,5
ГУ-47Б	6,3	60	15	6000	6000	300	50	6000	1200	—	150	—	0,09	40	70	95	19	0,5
ГУ-46	8,3	15	—	700	500	45	4	3000	650	—	150	—	0,09	7,5	60	26,5	8,75	0,15
ГУ-53А	14	245	—	80000	50000	1800	1000	12000	1800	0	—	—	0,2	125	70	410	75	5
ГУ-53Б	14	245	55	80000	50000	1800	1000	12000	1800	—	200	—	—	125	70	410	75	5

ности потенциалов между анодами *A1* и *A2*. Отклоняющая система состоит из двух пар пластин *X* и *Y*.

Для перемещения электронного луча по горизонтали изменяют разность потенциалов между пластинами *X*, а для перемещения по вертикали — между пластинами *Y*. Качество отклоняющей системы характеризуется чувствительностью, которая равна отклонению *D* пятна на экране трубки при изменении напряжения на отклоняющих пластинах на 1 В:

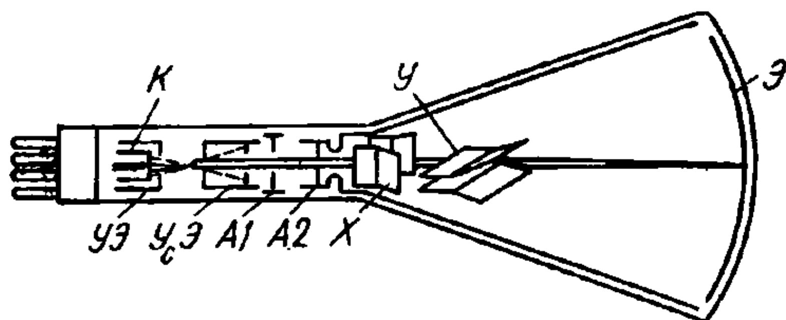


Рис. 61. Электроннолучевая трубка с электростатической фокусировкой и электростатическим отклонением.

$$K = \frac{D}{U} \text{ мм/В}.$$

Чувствительность связана с геометрическими размерами трубки и величиной анодного напряжения следующим отношением:

$$K = 0{,}5\, \frac{l_0 L}{d U_a},$$

где l_0 — длина отклоняющих пластин, мм; L — расстояние от экрана до центра отклоняющих пластин, мм; d — расстояние между отклоняющими пластинами, мм; U_a — анодное напряжение, В.

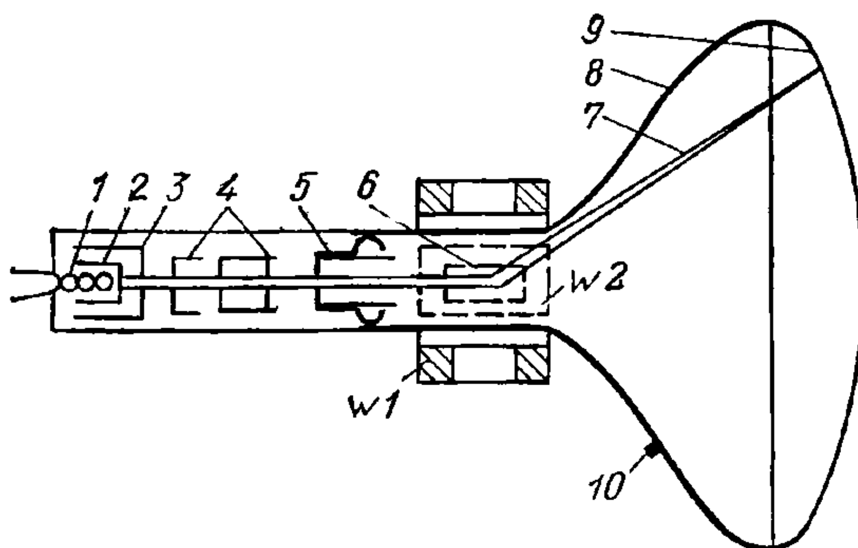


Рис. 62. Электроннолучевая трубка с электростатической фокусировкой и электромагнитным отклонением: *1* — нить накала; *2* — катод; *3* — управляющий электрод; *4* — ускоряющие электроды; *5* — первый анод; *6* — отклоняющие катушки; *7* — электронный луч; *8* — токопроводящее покрытие на внутренней поверхности колбы (второй анод); *9* — экран; *10* — контактный вывод от второго анода.

Расстояние от экрана до пластин *X* и *Y* неодинаково, поэтому трубка имеет два параметра: K_x — чувствительность к отклонению по оси *x* и K_y — чувствительность по оси *y*.

С целью увеличения угла отклонения электронного луча края отклоняющихся пластин отгибаются. Однако угол отклонения луча в таких трубках не превышает 45°. Это существенный недостаток.

На рис. 62 показана электронно-лучевая трубка с электростатической фокусировкой и электромагнитной отклоняющей системой. Отклоняющая система состоит из двух пар катушек, надеваемых на горловину трубки. Катушки w_1 отклоняют луч по горизонтали, а катушки w_2 — по вертикали.

Расстояние, на которое отклоняется электронный луч от начального положения, определяется из выражении

$$D = \sqrt{\frac{e}{m}}\, l_0 L \frac{H}{\sqrt{U_a}}\ \text{м},$$

Таблица 30

Тип	Ток накала $I_н$, А	Напряжение на первом аноде U_{a1}, В	Напряжение на втором аноде U_{a2}, В	Запирающее напряжение $U_{с.зап}$, В	Напряжение модулятора, В	Ток первого анода I_{a1}, мА	Ток второго анода I_{a2}, мА	Чувствительность верхних пластин, мм/В	Чувствительность нижних пластин, мм/В
5Л038И	0,6	300	1000	70	50	0,15	—	0,11	0,13
8Л029И	0,6	500	1500	70	40	0,3	—	0,17	0,23
8Л030И	0,6	500	1500	70	40	0,5	1,0	0,17	0,24
13Л036В	0,6	700	4000	100	55	0,5	—	0,29	0,36
13Л037И	0,6	500	3000	70	40	0,5	—	0,37	0,43
13Л048И	0,6	650	2000	90	60	0,3	0,8	0,22	0,25
13Л054В	0,6	400	8000	95	50	0,2	0,5	0,18	0,20
13Л0101М	0,6	1100	6000	140	—	—	—	0,10	0,15
13Л0102М	0,75	4000	40000	400	—	—	—	0,10	0,20
13Л0104А	0,6	850	18000	150	90	0,1	0,4	0,15	0,16
16Л02И	0,6	650	3500	100	50	0,25	0,5	0,28	0,60
18Л047А	0,6	700	600	150	90	0,5	1,0	0,15	0,17

где e — заряд частицы (электрона или иона), Кл; m — масса частицы, кг; l_0 — длина отклоняющей катушки, м; L_0 — расстояние от экрана до центра катушки, м; H — напряженность магнитного поля, А/м.

Величина отклонения электронного луча при электромагнитной отклоняющей системе зависит от массы и заряда частицы. Это вызывает усиленную бомбардировку центра экрана тяжелыми ионами. Для предотвращения разрушения люминофора в центральной части экрана в современных электронно-лучевых трубках применяются электроннооптические системы со специальными ионными ловушками, исключающими возможность появления ионного пятна.

Электронно-лучевые трубки маркируются четырьмя элементами.

Первый элемент — число, обозначающее (округленно) величину диаметра или диагонали экрана в сантиметрах; первый элемент передающих телевизионных трубок — буква Л.

Второй элемент — буквы, характеризующие назначение трубки: ЛО — электронно-лучевые с электростатическим отклонением луча, ЛМ — осциллографические с электромагнитным отклонением луча; ЛК — кинескопы с электромагнитным отклонением луча; И — передающие телевизионные трубки.

Третий элемент — число, указывающее порядковый номер типа трубки.

Четвертый элемент — буква, обозначающая цвет свечения люминофора экрана: А — синий; Б и В — белый; П — зеленый; М — голубой.

В табл. 30 приведены характеристики некоторых электронно-лучевых осциллографических трубок. Данные телевизионных трубок приведены в главе IX.

9. Полупроводниковые приборы

По электрическим свойствам полупроводники занимают промежуточное положение между проводниками и диэлектриками. Удельное сопротивление проводников — $10^{-5} \div 10^{-8}$ Ом·м, диэлектриков — $10^7 \div 10^{16}$ Ом · м, полупроводников — $10 \div 10^8$ Ом · м.

Электропроводность полупроводников зависит от целого ряда факторов: температуры, чистоты, освещения. С увеличением температуры сопротивление полупроводников уменьшается.

Для создания полупроводниковых приборов наиболее часто используют кристаллы германия, кремния, арсенида галлия и селена, которые относятся к IV группе периодической системы элементов.

Каждый из четырех валентных электронов атома образует с соседними атомами общие электронные пары (ковалентная связь). При температуре 0° К все валентные электроны кристалла полупроводника связаны ковалентно и поэтому свободных электронов нет, т. е. полупроводник ведет себя как диэлектрик.

При повышении температуры некоторые электроны приобретают значительную кинетическую энергию, достаточную для нарушения ковалентной связи. Такие электроны покидают свои атомы и превращаются в свободные.

Свободные электроны в кристалле являются электронами проводимости, и если в полупроводнике действует электрическое поле, то свободные электроны движутся направленно, создавая в полупроводнике ток. Электропроводность полупроводника, обусловленная направленным движением свободных электронов, называется электронной проводимостью, или проводимостью типа *n*.

В атоме, потерявшем электрон, образуется свободное место — дырка. На это место из соседнего атома может перейти валентный электрон, на месте которого возникает дырка. Таким образом, дырка подобно электрону будет блуждать по кристаллу. При наличии внешнего электрического поля возникает направленное движение дырок, противоположное направлению движения электронов. Подвижность дырок меньше подвижности электронов. Электропроводность полупроводника, возникающая за счет направленного движения дырок, называется дырочной проводимостью, или проводимостью типа *p*. В полупроводнике типа *n* электроны называют основными носителями тока, а дырки — неосновными. В полупроводнике типа *p* дырки относятся к основным носителям, а электроны — к неосновным.

Для изготовления полупроводниковых приборов необходимо, чтобы в полупроводнике один из типов проводимости значительно преобладал над другим. Для этого в химически чистый полупроводник вводят примесь — элементы V или III группы периодической системы.

Работа полупроводниковых приборов основана на явлениях, происходящих при соприкосновении областей, имеющих различные типы проводимости: электронную и дырочную. Граница между частями полупроводника *p*- и *n*-типов называется электронно-дырочным переходом, или *p* — *n*-переходом. При соприкосновении полупроводников с различными типами проводимости электроны вследствие диффузии начнут

переходить в p-область, а дырки — в n-область, в результате чего пограничный слой n-области заряжается положительно, а пограничный слой p-области — отрицательно. Между областями возникает электрическое поле, которое является как бы барьером для основных носителей тока, благодаря чему в p — n-переходе образуется область с пониженной концентрацией зарядов. Электрическое поле в p — n-переходе называют потенциальным барьером, а p — n-переход — запирающим слоем. Если направление внешнего электрического поля противоположно направлению поля p—n-перехода («+» на p-области, «—» на n-области), то потенциальный барьер уменьшается, возрастает концентрация зарядов в p — n-переходе, ширина и, следовательно, сопротивление перехода уменьшается (рис. 63, *а*). При изменении полярности источника внешнее электрическое поле совпадает с направлением поля p — n-перехода, ширина и сопротивление перехода возрастает (рис. 63, *б*). Следовательно, p — n-переход обладает вентильными свойствами.

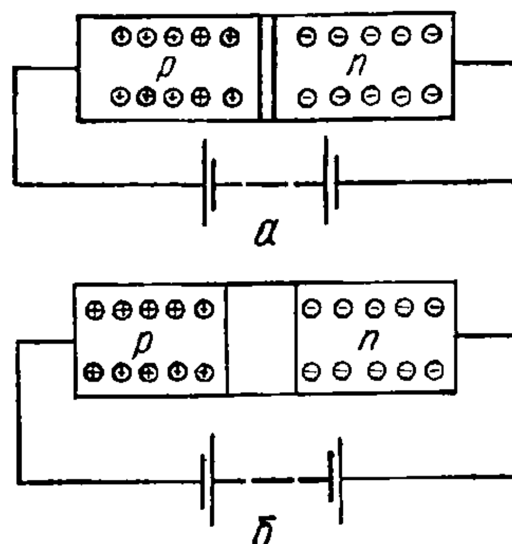


Рис. 63. Влияние полярности напряжения источника на ширину p—n-перехода

10. Полупроводниковые диоды

В зависимости от конструкции электродов и способа получения p — n-перехода различают плоскостные и точечные диоды.

Устройство плоскостного германиевого диода показано на рис. 64. Основной частью диода является пластинка германия с проводимостью типа n. В германий вплавлен индий *3*, создающий область *2* с проводимостью типа p. На границе слоев с различными типами проводимости образуется p — n-переход. К индию припаян вывод *4*, который называется анодом, к германию — вывод *5*, называемый катодом.

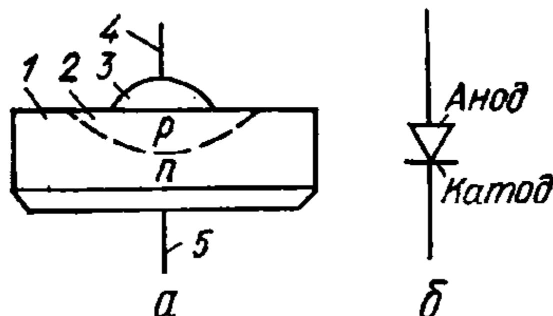


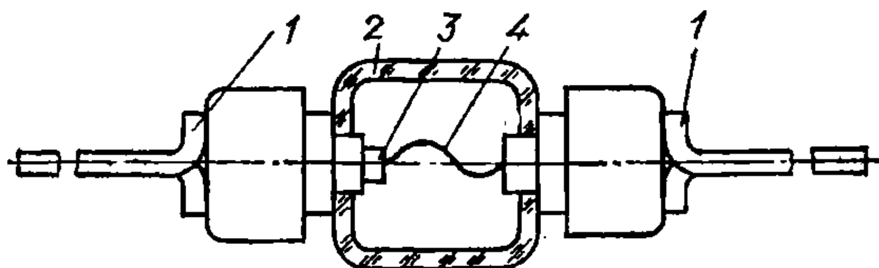
Рис. 64. Плоскостной диод:
а — схематическое изображение его устройства; *б* — условное обозначение на схемах.

Точечный диод состоит из кристалла германия *3*, приваренного к кристаллодержателю, контактного электрода *4* в виде тонкой проволочки, стеклянного баллона *2* и контактных проводников *1* (рис. 65). Германий имеет электронную проводимость, но около контакта с проволочным электродом появляется область с дырочной проводимостью и, следовательно, p — n-переход. Малая площадь p — n-перехода обусловливает незначительную величину междуэлектродной емкости (1—2 пФ), но в то же время не позволяет рассеивать в области p — n-перехода значительную мощность. Поэтому точечные диоды являются маломощными и применяются в основном в радиоприемной аппаратуре, работающей на высоких частотах.

На рис. 66 изображена вольт-амперная характеристика германиевого диода. В области положительных анодных напряжений зависимость $I = f(U)$ близка к экспоненциальной.

При изменении полярности анодного напряжения ширина $p-n$-перехода увеличивается и через диод будет протекать незначительный обратный ток, обусловленный движением неосновных носителей. Увеличение обратного напряжения практически не вызывает увеличеиия обратного тока. Поэтому велнчину I_s называют током насыщения.

Кроме германиевых, широко применяются кремнневые диоды. Электронно-дырочиые переходы в них получают вплавлеиием в крис-



Рнс. 65. Конструкция точечного диода.

талл кремния с проводимостью типа n небольшого колнчества алюминия, создающего область проводимости типа p.

Кремниевые дноды по принцнпу действия ничем не отличаются от германиевых. По сравнению с германиевыми кремниевые диоды допускают большие обратные напряжения (до 1500 В), работают при более высоких температурах (180—200° С), имеют меньший обратный ток (примерно в миллион раз). Кремнневый диод способен восстанавливаться после электрического пробоя.

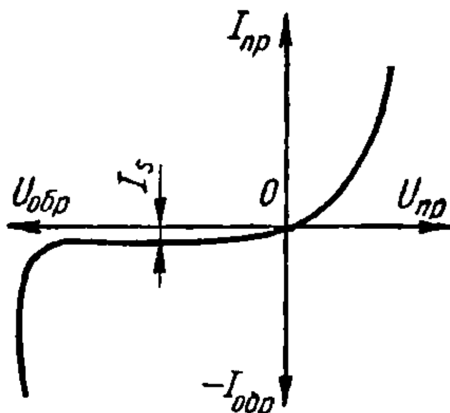


Рис. 66. Вольт-амперная характернстнка германневого днода.

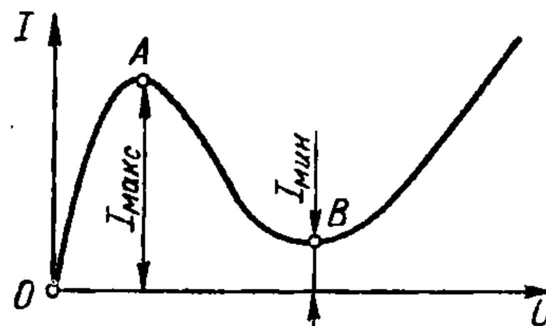


Рис. 67. Вольт-амперная характеристнка туннельного диода.

Недостатком кремниевых диодов является большое прямое сопротивление. Поэтому падение напряжения на кремниевом диоде прн прохождении прямого тока в 1,5—2 раза больше, чем на германиевом.

Кремниевые диоды так же, как и германиевые, бывают плоскостными и точечными. Точечные кремниевые диоды имеют очень малую величину междуэлектродной емкости (порядка 0,5 пФ) и применяются при частотах до тысяч мегагерц.

Основные параметры полупроводниковых диодов: максимально допустимый выпрямленный ток $I_{макс}$; максимально допустнмое обратное напряжение $U_{обр\ макс}$; максимальный обратный ток $I_{обр.макс}$ при напряжении $U_{обр.макс}$; величина междуэлектродной емкости $C_{а.к}$; максимальная предельная частота $F_{пред}$; диапазон рабочих температур.

Для определения крутизны S вольт-амперной характеристики и

внутреннего сопротивления R_i рабочий участок характеристики заменяется прямой линией, после чего величины S и R_i вычисляют, как для ламповых диодов.

В настоящее время широко применяются туннельные диоды — полупроводниковые диоды, изготовленные из полупроводникового материала с очень большим содержанием примесей. Они имеют очень малую ширину $p — n$-перехода (около 10^{-6} см).

Когда напряжение на туннельном диоде равно нулю, часть электронов из n-области проходит в p-область, а из p-области в n-область без затраты энергии (туннельный эффект). Если на туннельный диод подать небольшое прямое напряжение, то переход электронов из n-области станет более интенсивным, а из p-области — уменьшится. Результирующий туннельный ток будет возрастать (рис. 67). Когда обратный ток электронов из p-области исчезает, туннельный ток имеет максимальное значение $I_{макс}$. Дальнейшее увеличение прямого напряжения вызывает уменьшение туннельного тока, так как с возрастанием напряжения уменьшается число электронов, способных совершать туннельный переход. После того, как ток достигнет значения $I_{мин}$ (точка B), начинается новое увеличение тока. При дальнейшем увеличении прямого напряжения вольт-амперные характеристики туннельного и обычного диодов почти одинаковы. Наличие туннельного участка AB на вольт-амперной характеристике позволяет использовать туннельный диод для генерирования и усиления электрических сигналов.

Полупроводниковые диоды, используемые в качестве конденсаторов с электрическим управлением величиной емкости, называются варикапами (варикондами). Емкостью такого конденсатора является емкость $p — n$-перехода при обратном напряжении. Изменяя величину обратного напряжения можно управлять шириной $p — n$-перехода и, следовательно, величиной емкости.

11. Транзисторы

Основным элементом транзистора является пластинка германия или кремния, в которой созданы три области с различными типами проводимости. Две крайние области (эмиттер и коллектор) всегда имеют одинаковый тип проводимости (p или n), а средняя область (база) — другой (n или p). К эмиттеру, коллектору и базе припаивают металлические электроды, а к ним прикрепляют внешние выводы (рис. 68). Толщина базы очень мала (единицы и десятки микрон), поэтому расстояние между $p — n$-переходами также ничтожно мало.

Зависимость тока базы $I_Б$ от напряжения $U_{БЭ}$ для разных коллекторных напряжений $U_{КЭ}$ называется входной характеристикой транзистора (рис. 69, *а*). Поскольку эмит-

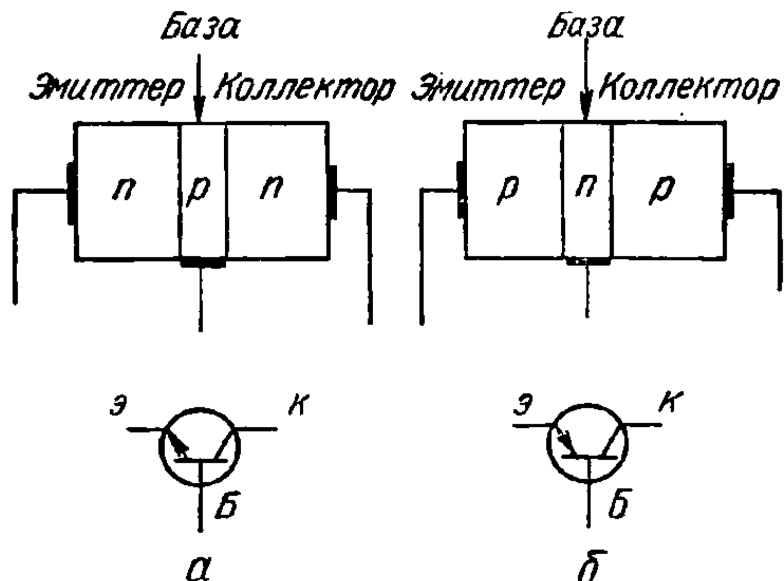


Рис. 68. Схематическое и условное обозначение транзистора:
а — типа $n—p—n$; *б* — $p—n—p$.

терный переход всегда включен в прямом направлении, график зависимости $I_Б = f(U_{БЭ})$ имеет такую же форму, как прямая ветвь вольт-амперной характеристики полупроводникового диода.

Зависимость коллекторного тока $I_К$ от напряжения на коллекторе $U_{КЭ}$ при постоянном токе базы $I_Б$ называется выходной статической характеристикой транзистора (рис. 69, *б*).

Выходная характеристика, снятая при $I_Б = 0$, почти не отличается от обратной ветви вольт-амперной характеристики полупроводникового

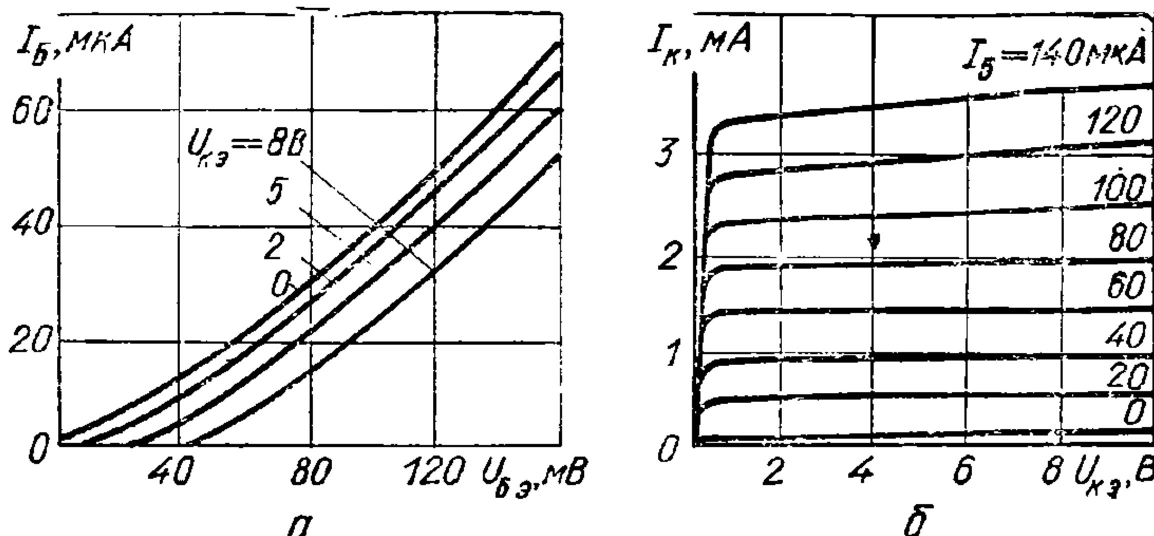


Рис. 69. Характеристики транзистора:
а — входные; *б* — выходные.

диода. При $U_{КЭ} = 0$ потенциал коллектора равен потенциалу эмиттера и напряжение $U_{БЭ}$ оказывается приложенным непосредственно к коллекторному переходу в прямом направлении («+» на коллекторе, «—» на базе). Поэтому при $U_{КЭ} = 0$ в коллекторной цепи протекает начальный ток. По мере повышения отрицательного потенциала на коллекторе ток $I_К$ возрастает, что обусловлено «втягиванием» в коллекторный переход неосновных носителей (дырок) из базы. До тех пор, пока выполняется условие

$$|U_{БЭ}| > |U_{КЭ}|,$$

оба перехода открыты и транзистор находится в режиме насыщения. В этой области происходит резкое увеличение коллекторного тока под действием возрастающего коллекторного напряжения. Затем, когда полярность на коллекторном переходе изменяется, крутизна характеристики резко уменьшается. Линия наибольшей крутизны на семействе выходных характеристик определяет границу области насыщения: левее этой линии выполняется условие $|U_{БЭ}| > |U_{КЭ}|$, а правее — $|U_{БЭ}| < |U_{КЭ}|$. В большинстве случаев используются участки выходных характеристик, правее линии наибольшей крутизны.

К основным параметрам, характеризующим качество транзистора, относятся статические коэффициенты усиления по току эмиттера α и току базы β.

Коэффициент усиления по току эмиттера показывает, на сколько миллиампер изменяется ток коллектора при изменении тока эмиттера на 1 мА при постоянном напряжении на коллекторе:

$$\alpha = \frac{\Delta I_К}{\Delta I_Э} \ (U_{КЭ} = \text{const}).$$

Коэффициент усиления по току базы показывает, на сколько миллиампер изменяется ток коллектора при изменении тока базы на 1 мА при постоянном напряжении на коллекторе:

$$\beta = \frac{\Delta I_К}{\Delta I_Б} \; (U_{КЭ} = \text{const}).$$

Величины α и β относятся к первичным параметрам транзистора и связаны между собой следующими зависимостями:

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}; \quad \alpha = \frac{\beta}{1+\beta}.$$

Основными динамическими параметрами транзисторов являются: коэффициент усиления по току K_I, равный примерно статическому коэффициенту усиления ($K_I = \alpha$); коэффициент усиления по напряжению $K_U = \frac{U_{К\sim}}{U_{Э\sim}}$; коэффициент усиления по мощности $K_P = \frac{P_{К\sim}}{P_{Э\sim}} = \frac{I_{К\sim}}{I_{Э\sim}} \frac{U_{К\sim}}{U_{Э\sim}}$. Перечисленные характеристики и параметры транзисторов используются в основном при графическом методе анализа схем.

Параметры транзистора можно определять методом четырехполюсника, основанном на представлении транзистора в виде активного четырехполюсника, т. е. элемента, имеющего две входные и две выходные клеммы (рис. 70).

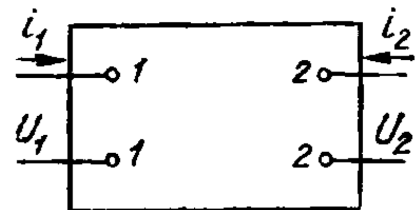


Рис. 70. Четырехполюсник.

Электрические свойства четырехполюсника характеризуются четырьмя внешними параметрами. Обычно рассматривают систему z-, y- и h-параметров и их взаимодействие в соответствии с выбором зависимых и независимых переменных величин, описывающих работу четырехполюсника. Входные и выходные токи и напряжения четырехполюсника могут быть связаны, например, следующими зависимостями:

$$\left.\begin{aligned} u_1 &= z_{11} i_1 + z_{12} i_2; \\ u_2 &= z_{21} i_1 + z_{22} i_2. \end{aligned}\right\}$$

Величины z_{11}, z_{12}, z_{21}, z_{22} являются параметрами четырехполюсника (z-параметрами).

Все z-параметры имеют размерность сопротивлений (Ом).

Параметр z_{11} характеризует входное сопротивление четырехполюсника; z_{21} определяет его усилительные свойства; z_{12} показывает степень внутренней обратной связи; z_{22} равен выходному сопротивлению четырехполюсника. При работе транзистора на низких частотах z-параметры являются активными сопротивлениями и соответственно обозначаются r_{11}, r_{21}, r_{12} и r_{22}.

Входные и выходные токи и напряжения четырехполюсника могут быть связаны также следующей системой уравнений:

$$i_1 = y_{11} u_1 + y_{12} u_2; \quad i_2 = y_{21} u_1 + y_{22} u_2.$$

В этом случае параметрами четырехполюсника являются величины y_{11}, y_{12}, y_{21} и y_{22} (y-параметры). Все y-параметры имеют размерность

проводимости (См). Параметр y_{21} характеризует входную проводимость; y_{12} — прямую проводимость между входом и выходом четырехполюсника; y_{21} — степень внутренней обратной связи; y_{22} — выходную проводимость. Если входные и выходные токи четырехполюсника связаны системой уравнений:

$$\left.\begin{aligned} u_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}u_2; \\ i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}u_2, \end{aligned}\right\}$$

то параметрами четырехполюсника являются величины h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22} (h-параметры).

h-параметры имеют различную размерность. Параметр h_{11} характеризует входное сопротивление четырехполюсника и измеряется в омах; h_{21} равен отношению выходного тока к входному; т. е. показывает способность четырехполюсника усиливать величину тока; h_{22} равен выходной проводимости четырехполюсника в режиме холостого хода во входной цепи; размерность h_{22} — сименс.

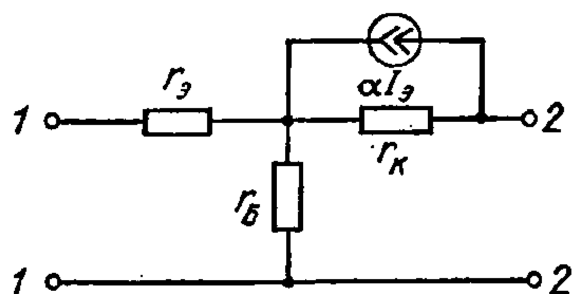


Рис. 71. Эквивалентная схема транзистора.

Транзистор можно представить различными эквивалентными схемами, но все они содержат такие элементы, как сопротивления: базы $r_Б$, эмиттера $r_Э$ и коллектора $r_К$.

Заменив элементы транзистора соответствующими сопротивлениями $r_Б$, $r_Э$, $r_К$, получим эквивалентную схему, показанную на рис. 71. Для того чтобы четырехполюсник отражал реальные условия работы транзистора параллельно сопротивлению $r_К$, подключен генератор тока, обеспечивающий прохождение через $r_К$ действительной величины коллекторного тока $I_К$. Данный четырехполюсник можно охарактеризовать либо z-параметрами, либо y-параметрами, либо h-параметрами, которые однозначно определяются величинами сопротивлений $r_Б$, $r_Э$, $r_К$. Поэтому величины $r_Б$, $r_Э$, $r_К$ называют первичными параметрами транзистора, а z-, y- и h-параметры — вторичными. Величины $r_Б$, $r_Э$ и $r_К$ определяются только типом транзистора и режимом его работы, а z-, y- и h-параметры зависят также от схемы включения транзистора. Если значения z-, y- или h-параметров неизвестны, то их можно определить по имеющимся семействам выходных и входных характеристик.

Одним из важных параметров транзисторов является обратный ток коллектора $I_{К.о}$. Этот ток проходит через коллекторный переход, к которому приложено обратное напряжение, при разомкнутой цепи эмиттера. По своей природе $I_{К.о}$ аналогичен обратному току полупроводникового диода, образованного участком база — коллектор транзистора. Чем меньше $I_{К.о}$, тем лучше транзистор.

В зависимости от допустимой мощности, рассеиваемой коллектором $P_{К.доп}$, различают транзисторы малой, средней и большой мощности.

К основным недостаткам транзисторов относятся: зависимость параметров от температуры и нарушение нормальной работы транзисторов по мере увеличения частоты входного сигнала.

Предельная рабочая температура кремниевых транзисторов составляет 125—150° С, в то время как германиевых — только 70—90° С.

На частотные свойства транзисторов большое влияние оказывают

Таблица 31

Полупроводниковые приборы	Обозначения
1. Транзисторы (за исключением транзисторов полевых)	
1.1. Транзисторы малой мощности (мощность, рассеиваемая транзистором, не более 0,3 Вт):	
а) граничная частота коэффициента передачи тока не более 3 МГц	1
б) граничная частота коэффициента передачи тока более 3 МГц, но не более 30 МГц	2
в) граничная частота коэффициента передачи тока более 30 МГц	3
1.2. Транзисторы средней мощности (мощность, рассеиваемая транзистором, более 0,3 Вт, но не более 1,5 Вт):	
а) граничная частота коэффициента передачи тока не более 3 МГц	4
б) граничная частота коэффициента передачи тока более 3 МГц, но не более 30 МГц	5
в) граничная частота коэффициента передачи тока более 30 МГц	6
1.3. Транзисторы большой мощности (мощность, рассеиваемая транзистором, более 1,5 Вт):	
а) граничная частота коэффициента передачи тока не более 3 МГц	7
б) граничная частота коэффициента передачи тока более 3 МГц, но не более 30 МГц	8
в) граничная частота коэффициента передачи тока более 30 МГц	9
2. Транзисторы полевые	
2.1. Транзисторы полевые малой мощности (мощность, рассеиваемая транзистором, не более 0,3 Вт):	
а) максимальная рабочая частота не более 3 МГц	1
б) максимальная рабочая частота более 3 МГц, но не более 30 МГц	2
в) максимальная рабочая частота более 30 МГц	3
2.2. Транзисторы полевые средней мощности (мощность, рассеиваемая транзистором, более 0,3 Вт, но не более 1,5 Вт):	
а) максимальная рабочая частота не более 3 МГц	4
б) максимальная рабочая частота более 3 МГц, но не более 30 МГц	5
в) максимальная рабочая частота более 30 МГц	6
2.3. Транзисторы полевые большой мощности (мощность, рассеиваемая транзистором, более 1,5 Вт):	
а) максимальная рабочая частота не более 3 МГц	7
б) максимальная рабочая частота более 3 МГц, но не более 30 МГц	8
в) максимальная рабочая частота более 30 МГц	9
3. Диоды	
3.1. Диоды выпрямительные:	
а) малой мощности (со средним значением прямого тока не более 0,3 А)	1
б) средней мощности (со средним значением прямого тока более 0,3 А, но не более 10 А)	2
3.2. Диоды универсальные (с рабочей частотой не более 1000 МГц)	4
3.3. Диоды импульсные:	
а) со временем восстановления обратного сопротивления более 150 нс	5
б) со временем восстановления обратного сопротивления более 30 нс, но не более 150 нс	6
в) со временем восстановления обратного сопротивления более 5 нс, но не более 30 нс	7
г) со временем восстановления обратного сопротивления менее 1 нс	9
3.4. Выпрямительные столбы и блоки:	
а) столбы малой мощности (со средним значением прямого тока не более 0,3 А)	1
б) столбы средней мощности (со средним значением прямого тока более 0,3 А, но не более 10 А)	2
в) блоки малой мощности (со средним значением прямого тока не более 0,3 А)	3
г) блоки средней мощности (со средним значением прямого тока более 0,3 А, но не более 10 А)	4

Полупроводниковые приборы	Обозначения
3.5. Диоды сверхвысокочастотные	
а) смесительные	1
б) детекторные	2
в) параметрические	4
г) регулирующие (переключательные, ограничительные и модуляторные)	5
д) умножительные	6
е) генераторные	7
3.6. Варикапы:	
а) подстроечные	1
б) умножительные (варанторы)	2
3.7. Диоды туннельные и обращенные:	
а) усилительные	1
б) генераторные	2
в) переключательные	3
г) обращенные	4
3.8. Диоды излучающие	
3.8.1. Инфракрасного диапазона	1
3.8.2. Видимого диапазона (светодиоды):	
а) с яркостью не более 500 нт	3
б) с яркостью более 500 нт	4
4. Тиристоры	
2.1. Диодные:	
а) малой мощности (с допускаемым значением прямого тока не более 0,3 А)	1
б) средней мощности (с допускаемым значением прямого тока более 0,3 А, но не более 10 А)	2
4.2. Триоды	
4.2.1. Незапираемые:	
а) малой мощности (с допускаемым значением прямого тока не более 0,3 А)	1
б) средней мощности (с допускаемым значением прямого тока более 0,3 А, но не более 10 А)	2
4.2.2. Запираемые:	
а) малой мощности (с допускаемым значением прямого тока не более 0,3 А)	3
б) средней мощности (с допускаемым значением прямого тока более 0,3 А, но не более 10 А)	4
4.2.3. Симметричные незапираемые:	
а) малой мощности (с допускаемым значением прямого тока не более 0,3 А)	5
б) средней мощности (с допускаемым значением прямого тока более 0,3 А, но не более 10 А)	6

Примечание. Допускаемая электрическая мощность, рассеиваемая транзистором указана для применения его без дополнительного теплоотвода.

междуэлектродные емкости и время перемещения носителей через область базы. В транзисторе под междуэлектродными емкостями понимают емкости эмиттерного и коллекторного переходов.

Для характеристики частотных свойств транзистора пользуются специальным параметром — предельной частотой усиления по току f_α. Этот параметр равен частоте, при которой коэффициент α уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со значением α на низкой частоте.

Чем больше величина f_α, тем лучшими частотными свойствами обладает транзистор.

В настоящее время в соответствии с ГОСТ 10862—72 введена шестиэлементная система обозначений вновь разрабатываемых полупроводниковых приборов.

Первый элемент — буква или цифра, указывающая исходный материал (Г или *1* — германий, К или *2* — кремний, А или *3* — арсенид галлия).

Второй элемент — буква, характеризующая класс или группу приборов (Д — выпрямительные, импульсные, универсальные диоды; Т — транзисторы; В — варикапы; А — сверхвысокочастотные диоды; Н и У — соответственно тиристоры диодные и триодные; И — туннельные диоды; С — стабилитроны; Ц — выпрямительные столбы и блоки; Л — излучающие диоды; Г — генераторы шума; К — стабилизаторы тока; П — полевые транзисторы; Б — приборы с объемным эффектом).

Третий элемент — число, указывающее назначение прибора (табл. 31).

Четвертый и пятый элементы определяют порядковый номер разработки прибора и обозначаются от 01 до 99.

Шестой элемент определяет параметрические группы приборов, а для стабилитронов — последовательность разработки и обозначается буквами от А до Я. Примеры обозначений: 2Т144А — транзистор кремниевый, малой мощности, номер разработки 44, группа А. ГТ605А — транзистор германиевый, средней мощности, номер разработки 05, группа А. Полупроводниковые приборы, разработанные до 1973 года, обозначались четырьмя элементами. Первые два элемента в основном соответствуют действующему стандарту.

Третий элемент — число, указывающее назначение или электрические свойства прибора

Диоды низкой частоты:	
выпрямительные	101—399
универсальные	401—499
импульсные	501—599
варикапы	901—999
СВЧ диоды:	
смесительные	101—199
видеодетекторы	201—299
модуляторные	301—399
параметрические	401—499
переключающие	501—599
умножительные	601—699
фотодиоды	101—199
фототранзисторы	201—299
Туннельные диоды:	
усилительные	101—199
генераторные	201—299
переключающие	301—399
Выпрямительные столбы:	
малой мощности	101—199
средней »	201—299
Выпрямительные блоки:	
малой мощности	301—399
средней »	401—499
большой »	501—599
Неуправляемые и управляемые многослойные переключающие приборы:	
малой мощности	101—199
средней »	201—299
большой »	301—399
Стабилитроны малой мощности:	

напряжение стабилизации 1—9,9	101—199
» » 10—99	201—299
» » 100—199	301—399
Стабилитроны средней мощности:	
напряжение стабилизации 1—9,9	401—499
» » 10—99	501—599
» » 100—199	601—699
Стабилитроны большой мощности:	
напряжение стабилизации 1—9,9	701—799
» » 10—99	801—899
» » 100—199	900—999
Транзисторы малой мощности:	
низкой частоты	101—199
средней »	201—299
высокой »	301—399
Транзисторы средней мощности:	
низкой частоты	401—499
средней »	501—599
высокой »	601—699
Транзисторы большой мощности:	
низкой частоты	701—799
средней »	801—899
высокой »	901—999

Четвертый элемент — буква, указывающая классификационную группу данной разработки прибора (А, Б, В, Г и т. д.).

Условные обозначения полупроводниковых приборов, разработанных до 1964 г., состоят из двух или трех элементов.

Первый элемент — буква Д для диодов, П для плоскостных транзисторов.

Второй элемент — число, которое указывает на область применения.

Диоды:	
точечные германиевые	1—100
» кремниевые	101—200
плоскостные кремниевые	201—300
» германиевые	301—400
смесительные СВЧ детекторы	401—500
умножительные	501—600
видеодетекторы	601—700
параметрические германиевые	701—749
» кремниевые	750—800
опорные (стабилитроны)	801—900
варикапы	901—950
туннельные	951—1000
выпрямительные столбы	1001—1100
Триоды:	
маломощные германиевые низкочастотные	1—100
маломощные кремниевые низкочастотные	101—200
мощные германиевые низкочастотные	201—300
» кремниевые »	301—400
маломощные германиевые высокочастотные	401—500
маломощные кремниевые высокочастотные	501—600

Таблица 32

Выпрямительные диоды

Тип диода	Материал	Допустимое обратное напряжение, В	Прямое падение напряжения, В	Допустимый выпрямительный ток, А	Среднее значение обратного допустимого тока, мА
Д7Б Д7Г Д7Д Д7Е Д7Ж	Германий	100 200 300 350 400	0,5	0,3	0,1
Д202 Д203 Д204 Д205	Кремний	100 200 300 400	1	0,4	0,5
Д206 Д207 Д208 Д209 Д210 Д211	Кремний	100 200 300 400 500 600	1	0,1	0,05
Д214 Д214А Д215 Д215А	Кремний	100 100 200 200	1 1 1 1	5 10 5 10	3 3 3 3
Д217 Д218	Кремний	800 1000	0,7 0,7	0,1	0,05
Д226 Д226А	Кремний	400 300	1	0,3	0,05
Д226В Д226Г Д226Д Д226Е	Кремний	300 200 100 200	1	0,3	0,05
Д242 Д243 Д244 Д245 Д246 Д247	Кремний	100 200 50 300 400 500	1,25	100	3
Д302 Д303 Д304 Д305	Гермаиий	200 150 100 50	0,3 0,35 0,3 0,35	1 3 5 10	0,8 1 2 2,5
КД102 КД202А КД202Н	Кремний	250 50 500	1,2 1 1	0,1 3 1	0,0001 1 1
КД203А КД203В КД203Д	Кремний	600 800 1000	1 1 1	10 10 10	1,5 1,5 1,5
КД205А КД205В КД205Д	Кремиий	500 300 100	1 1 1	0,5 0,5 0,5	0,2 0,2 0,2

Высокочастотные диоды

Тип диода	Прямой ток, мА	Допустимый выпрямленный ток, мА	Допустимый обратный ток, мкА	Допустимое обратное напряжение, В	Тип диода	Прямой ток, мА	Допустимый выпрямленный ток, мА	Допустимый обратный ток, мкА	Допустимое обратное напряжение, В
Д2Б	16	50	100	30	Д13	20	—	250	75
Д2В	25	78	250	40	Д14	20	—	250	100
Д2Г	16	50	250	75	Д14А	20	—	250	100
Д2Д	16	50	250	75	Д101	30	—	10	75
Д2Е	16	50	150	100	Д101А	30	—	10	75
Д2Ж	8	25	250	150	Д102	30	—	10	50
Д2И	16	50	250	100	Д102А	30	—	10	50
Д9Б	40	125	250	10	Д103	30	—	30	30
Д9В	20	62	250	30	Д103А	30	—	30	30
Д9Г	30	98	250	30	Д104	30	—	10	100
Д9Д	30	98	250	30	Д104А	30	—	10	100
Д9Е	20	62	250	50	Д105	30	—	10	75
Д9Ж	15	48	250	100	Д105А	30	—	10	75
Д9И	30	98	120	30	Д106	30	—	30	30
Д9К	30	98	60	30	Д106А	30	—	30	30
Д9Л	15	48	250	100	Д223	50	—	1	50
Д9М	30	98	250	30	Д223А	50	—	1	100
Д10	16	—	100	10	Д223Б	50	—	1	150
Д10А	16	—	200	10	ГД402А	25	—	100	15
Д10Б	16	—	200	10	ГД507А	5	100	50	30
Д11	20	—	250	30	КД103А	50	100	1	50
Д12	20	—	250	50	КД303А	20	200	10	30
Д12А	20	—	250	50					

Таблица 34

Опорные диоды (стабилитроны)

Тип диода	Номинальное напряжение стабилизации, В	Номинальный ток стабилизации, мА	Минимальный ток стабилизации, мА	Максимальный ток стабилизации, мА	Дифференциальное сопротивление, Ом	Температурный коэффициент напряжения стабилизации, %/град	Допустимая мощность рассеяния, мВт
КС156А	5,6	10	3	65	28—46	0,05	300
КС168А	6,8			45	10—28	0,05	
КС133А	3,3			81	65	—	300
КС162А	5,8—6,6			22	33	—0,06	150
КС182А	7,6—8,8			17	14	+0,05	
КС191А	8,5—9,7			15	18	+0,06	
КС196А	9,6			20	18	±0,005	200
КС196Г	9,6			20	18	±0,0005	
Д808	7—8,5	5	3	33	6	0,07	280
Д809	8,0—9,5			29	10	0,08	
Д810	9,0—10,5			26	12	0,09	
Д811	10—12			23	15	0,095	
Д813	11,5—14,0			20	18	0,095	

Тип диода	Номинальное напряжение стабилизации В	Номинальный ток стабилизации, мА	Минимальный ток стабилизации, мА	Максимальный ток стабилизации, мА	Дифференциальное сопротивление, Ом	Температурный коэффициент напряжения стабилизации, %/град	Допустимая мощность рассеяния, мВт
Д814А Д814Б Д814Г Д814Д	7,0—8,5 8,0—9,5 10—12 11,5—14,0	5	3	40 36 29 24	6 10 15 18	0,07 0,08 0,095 0,095	340
Д815А Д815АП	5,6	1000	50	1400	0,6	0,045	
Д815Б Д815БП	6,8	1000	50	1150	0,8	0,05	
Д815В Д815ВП	8,2	1000	50	1150	0,8	0,05	
Д815Г Д815ГП	10	500	25	800	1,8	0,08	8000
Д815Д Д815ДП	12	500	25	650	2	0,09	
Д815Е Д815ЕП	15	500	25	550	2,5	0,1	
Д815ЖП	18	500	25	450	3	0,11	
Д816А Д816АП	22	150	10	230	7	0,12	
Д816Б Д816БП	27	150	10	180	8	0,12	
Д816В Д816ВП	33	150	10	150	10	0,12	5000
Д816Г Д816ГП	39	150	10	130	12	0,12	
Д816Д Д816ДП	47	150	10	110	15	0,12	
Д817А Д817АП	56	50	5	90	35	0,14	
Д817Б Д817БП	68	50	5	75	40	0,14	5000
Д817В Д817ВП	82	50	5	60	45	0,14	
Д817Г Д817ГП	100	50	5	50	50	0,14	
Д818А Д818Б	9	10	3	33	18	+0,02 —0,02	300
Д818В Д818Г	9	10	3	33	18	±0,01 ±0,005	
Д818Д Д818Е	9	10	3	33	18	±0,002 ±0,001	

Тип диода	Номинальное напряжение стабилизации, В	Номинальный ток стабилизации, мА	Минимальный ток стабилизации, мА	Максимальный ток стабилизации, мА	Дифференциальное сопротивление, Ом	Температурный коэффициент напряжения стабилизации, %/град	Допустимая мощность рассеяния, мВт
КС620А КС620АП	120	50	5	42	150		
КС630А КС630АП	130	50	5	38	180	0,2	5000
КС650А КС650АП	150	25	2,5	33	255		
КС680А КС680АП	180	25	2,5	28	330		

Таблица 35

Варикапы

Тип диода	Номинальная емкость, пФ	Коэффициент перекрытия по емкости	Добротность	Допустимое напряжение, В
Д901А		4	25	80
Д901Б	22—32	3	30	45
Д901В		4	25	80
Д901Г	28—38	3	30	45
Д901Д		4	25	80
Д901Е	34—44	3	30	45
КВ102А-Ж	14—37	3	40—100	45
КВ103А-2В103В	18—48	3,5	40—50	80
КВ104А-2В104Д	90—192	3	100	45—80
КВ105А	400—600	4	500	90
КВ106А	20—50	—	40	120

Таблица 36

Туннельные диоды

Тип диода	Материал	Ток пика, мА	Отношение токов максимума и минимума	Напряжение пика, мВ	Номинальное напряжение, мВ	Емкость диода, пФ
1И302А		1,7—2,3				80
1И302Б		4,3—5,8				150
1И302В	Германий	8,5—11,5	4,5	60	—	180
1И302Г		13—17				200
ГИ304А-ГИ304Б		4,5—5,5	5	75	—	20
ГИ305А-ГИ305Б		9,1—11	5	85	—	30
3И301А		5	8	180	0,65	12
3И301Б					0,85—1,15	25
3И301В	Арсенид галлия				1—1,3	25
3И301Г		10			0,8	50
3И306Г		2	10	170	0,88—1,23	5
3И306Н		10	10	170	0,9—1,26	20—50

мощные германиевые высокочастотные 601—700
» кремниевые » . . 701—800

Третий элемент — буква, характеризующая классификационную группу данной разработки прибора.

Полупроводниковые приборы, не имеющие разновидности типа, третьего элемента обозначения не имеют.

Примеры обозначений: Д9Ж — диод точечный германиевый, разновидность типа Ж.

П16А — триод маломощный, германиевый низкочастотный, разновидность типа А.

Данные о полупроводниковых диодах и транзисторах приведены в табл. 32—38.

12. Полевые транзисторы

Полевые транзисторы, в отличие от обычных, управляются электрическим полем. Они подразделяются на полевые транзисторы с $p-n$-переходом и полевые транзисторы с изолированным затвором (МОП-транзисторы). Принцип действия полевого транзистора с $p-n$-переходом поясняется на рис. 72. В полупроводнике *2* с проводимостью типа n имеется небольшая область с проводимостью типа p. На границе этих областей образуется $p-n$-переход *3*, на который подается напряжение обратной полярности U_1, которое запирает переход. Источник постоянного напряжения E_0 создает ток в цепи, образованной полупроводником и нагрузочным сопротивлением. В данном случае область полупроводника с проводимостью типа n, через которую проходит ток (канал), выполняет роль обычного активного сопротивления, включенного в цепь источника E_0. При изменении величины напряжения U_1 ширина $p-n$-перехода также изменяется, что равнозначно изменению ширины канала, через который проходит ток нагрузки. С увеличением U_1 $p-n$-переход расширяется и ток, проходящий через нагрузку, уменьшается. Уменьшение U_1 приводит к возрастанию тока. Запертый $p-n$-переход практически не потребляет тока; поэтому входная цепь полевого транзистора имеет очень большое сопротивление. Электрод *3*, управляющий величиной $p-n$-перехода, называется затвором. Электрод *4*, от которого основные носители начинают свой путь (отрицательный для канала с проводимостью типа n и положительный для p-канала), называется истоком; третий электрод, к которому приходят носители, называется стоком.

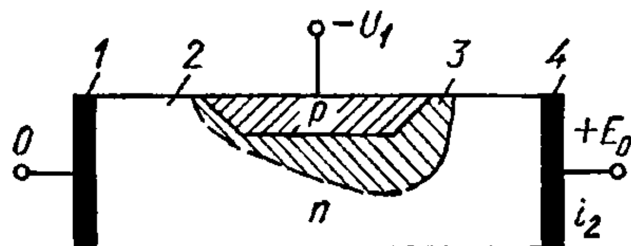


Рис. 72. Схематическое изображение полевого транзистора.

С целью дальнейшего увеличения входного сопротивления полевого транзистора затвор отделяют от канала очень тонким изолирующим слоем. Такие приборы называются полевыми транзисторами с МОП-структурой. Тонкий изолирующий слой незначительно влияет на проникновение управляющего электрического поля затвора в канал, но ток в цепи затвора при этом намного уменьшается и не зависит от полярности напряжения, приложенного к затвору.

В полевых транзисторах с МОП-структурой канал может быть встроенным (обедненного типа) и индуцированным (обогащенного типа). По встроенному каналу протекает значительный начальный ток при

Таблица 37

Справочные данные низкочастотных транзисторов

Тип транзистора	Материал, класс	Обратный ток коллектора при 20° С не более, мкА	Предельная частота коэффициента усиления по току не менее, МГц	Емкость коллекторного перехода не более, пФ	Усилительные параметры						Допустимый ток коллектора, мА	Допустимое напряжение на коллекторе, В	Допустимая мощность рассеяния, мВт
					h_{11}	h_{12}	$h_{21(Э)}$	h_{22}, мкСм	Режим измерения параметров				
									$U_К$, В	$I_К$, мА			
ГТ109А		5	1	30	567—1242	0,4—1	20—50	10,5—152	5	1	15	10	30
ГТ108А		10	0,5	50	315—2265	0,3—0,5		69					75
П5А	Германий	15	0,3	60	13—14	0,3—0,5	13—49	0,25—1,8	2	1	10	10	25
МП20А	*р-п-р*		2		400—3000	0,1—2	45—140	30—200				30	
МП20Б		50	1,5	30	300—1500	0,3—2	19—55	15—60	5	5	300	30	150
МП21В			1,5		400—3000	0,1—2	20—100	30—200				40	
МП25			0,2		500—1000	1,5—10	13—25	7,5		2,5			
МП25А		150	0,2	70	500—1000	1,5—10	20—40	5—40	20	2,5	400	40	200
МП25Б			0,5		600—1600	1,2—4,3	30—80	6—20		20			
МП26		150	0,2	50	500—1000	2—12	13—25	60	35	1,5	400	70	200
П27		3	1	50	2700—8000	0,5—32	20—90	12—182	5	0,5	6	5	30
П27А								2—182					
МП35	Германий		0,5			27	10—125	416					
МП36А	*п-р-п*	30	1	60	300—4000	2—18	15—45	53—152	5	1	20	10	150
МП37			1			0,2—26	15—30	53—103					
МП38			2			2—27	25—55	36—185				15	
МП39		15	0,5		200—2000		12—45				150		
МП40	Германий	15	1	60	20—2000	2—12	20—40	12—100	5	1	150	30	150
МП41	*п-р-п*	10	1		20—2000		30—60					15	
МП114		10	0,1		1000—2000	1,3—1,4	9—24	10—40	5	1	50	60	150
МП115				—			9—45					30	
ГТ403А		50	0,008	—	—	—	20—60	250	45	100	250	45	1000
ГТ403В				—	—	—	20—60					60	
П201Э		400	0,2	—			20—40	—	10	200	1500	45	1000
П201АЭ				—	—	—	40—100	—			2000		
П202Э		400	0,2	—	—	—	20—80	—	10	200	2000	70	1000
П203Э				—	—	—	20—90	—					
П210Б		15000	0,1	—			10		2	500	12000	65	45—10^3
П302	Кремний		0,2	—	—	—	10—35					35	1000
П303	*р-п-р*	100	0,1	—	—	—	6		10	120	500	60	10^4
П304			0,05	—	—	—	10—35	—				80	10^4
П306		1000	0,05	—			7—30		10	300	400	60	10^3
П306А		100		—	—	—	5—50	—		200		80	
П4АЭ	Германий	500		—	—	—	5—20	—			12000	55	$5 \cdot 10^3$
П4БЭ	*р-п-р*	400		—	—	—	15—40				5000	60	$2 \cdot 10^3$
П4ВЭ		400	0,15	—	—	—	10—32	—	10	2000	5000	40	$3 \cdot 10^3$
П4ГЭ		400		—	—	—	15—30	—			5000	40	$3 \cdot 10^3$
П213		150		—	—	—	20—50	—					$11,5 \cdot 10^3$
П213А		1000	0,15	—	—	—	20	—	5	200	5000	45	10^3
П214		300		—	—	—	20—60	—					
П214А		300	0,15	—	—	—	50—150	—	5	200	5000	60	10^3
П216Б		1500		—	—	—	10	—				35	$24 \cdot 10^3$
П217		500	0,1	—	—	—	15—40	—	3	2000	7500	60	$30 \cdot 10^3$
П217В		3000		—	—	—	15—40	—				60	$24 \cdot 10^3$
ГТ701А	Германий *р-п-р*	600	0,05	—	—	—	10	—	2	5000	12000	55	$5 \cdot 10^4$
ГТ703А		5 (при 20 В)	0,01	—	—	—	30—70	—	1	50	3500	20	$15 \cdot 10^3$

Таблица 38

Справочные данные транзисторов средней и высокой частоты

Тип транзистора	Материал, класс	Коэффициент усиления по току	Обратный ток коллектора при 20° С не более, мкА	Предельная частота коэффициента усиления по току не менее, МГц	Емкость коллекторного перехода не более, пФ	Усилительные параметры					Допустимый ток коллектора, мА	Допустимое напряжение на коллекторе, В	Допустимая мощность рассеяния, мВт
						y_{11}, мкСм	y_{12}, мкСм	y_{21}, мкСм	y_{22}, мкСм	Режим измерений параметров			
П28	Германий p-n-p	20—200	5	5	50	1000	2	30 000	10	$U_{К.Э} = 5$ В; $I_К = 0,5$ мА	6	5	30
П30		80—180	4	10	20	5000			300	$U_{К.Э} = 5$ В; $I_К = 5$ мА	100	12	30
П308	Кремний p-n-p	30—90	3	20	—	4400	—	—	100	$U_{К.Э} = 5$ В; $I_К = 5$ мА	15	80	250
П401	Германий p-n-p	16—300	10	5	15						20	10	100
П402		16—250	5	60	10	1500	1	6500	30	$U_{К.Э} = 5$ В; $I_К = 5$ мА	20	10	100
П403	Германий p-n-p	30—100	5	120	5	1000	1	70 000	30	$U_{К.Э} = 5$ В; $I_К = 5$ мА	10	10	100
П406	Германий	20—90	6	10	20	800	1	40 000	20	$U_{К.Э} = 6$ В; $I_К = 1$ мА	5	6	30
П410	p-n-p	30—100	2	200	3	2000	2	100 000	50	$U_{К.Э} = 5$ В; $I_К = 5$ мА	20	6	100
П416		25—80	3	5	8	1000	1	30 000	20	$U_{К.Э} = 5$ В; $I_К = 5$ мА	25	15	100
П416А		60—125						65 000					
ГТ309А	Германий	20—70			10	800	4	30000	20	$U_{К.Э} = 5$ В; $I_К = 1$ мА		10	50
ГТ310А	p-n-p	20—70	5	200	4	6000	—	35000	—	$U_{К.Э} = 5$ В; $I_К = 3$ мА	10	12	20
ГТ310Б		60—180			4	6000	—	35000	—	$U_{К.Э} = 5$ В; $I_К = 3$ мА		12	20
ГТ313А		20—250	3	100	2,5	12000	—	20000	—	$U_{К.Э} = 3$ В; $I_К = 5$ мА	10	15	100
ГТ320А		20—80	10	130	8	5000	3	150000	100	$U_{К.Э} = 5$ В; $I_К = 6$ мА	150	20	200
ГТ320Б		50—120						250000				20	200
П601И		20	200	200								25	$0,5 \cdot 10^3$
П601АИ		40—100	100	5	170	30000	—	—	120	$U_{К.Э} = 4$ В; $I_К = 10$ мА	1500	30	$0,5 \cdot 10^3$
П602И		40—100	100					—				30	
П605	Германий	20—60	2000	5	130	30000	—		100	$U_{К.Э} = 1$ В; $I_К = 20$ мА	1500	30	$0,5 \cdot 10^3$
П606	p-n-p											35	
П607		20—80	300	20	50	41000	—	—	90	$U_{К.Э} = 5$ В; $I_К = 30$ мА	300	30	$1,5 \cdot 10^3$
П608		40—120											$1,5 \cdot 10^3$
П609		40—120	300	20	50	41000	—		300	$U_{К.Э} = 5$ В; $I_К = 30$ мА	300	30	
П609А		80—240						—				30	$1,5 \cdot 10^3$
П609Б		80—240	500									50	
П701	Кремний	10—40	100	20		50000	—	5000	200	$U_{К.Э} = 5$ В; $I_К = 25$ мА	500	40	10^3
П701А	n-p-n	15—60										60	
КТ-601А		16	—	40	15	—	—	—	—	—	30	100	500
КТ-602А		20—80	70	150	4	—	—	—	—	—	75	100	850
КТ-603А	Кремний	10—80	10	200	15	—	—	—	—	—	300	30	500
КТ-604А	n-p-n	10—40	—	80	7	—	—	—	—	—	200	250	800
КТ-902А		15	10	35	—	—	—	—	—	—	5000	110	$30 \cdot 10^3$
КТ-909А		3,5	—	350	—	—	—	—	—	—	2000	60	$27 \cdot 10^3$
КТ-911А		2,5	5	1000	—	—	—	—	—	—	400	40	3000

с теплоотводом

отсутствии напряжения на затворе. Начальный ток индуцированного канала очень мал. Для отпирания МОП-транзистора с индуцированным каналом необходимо подать на затвор положительное напряжение по отношению к истоку для транзисторов с *n*-каналом либо отрицательное напряжение для транзисторов с *p*-каналом. Важными вольтамперными

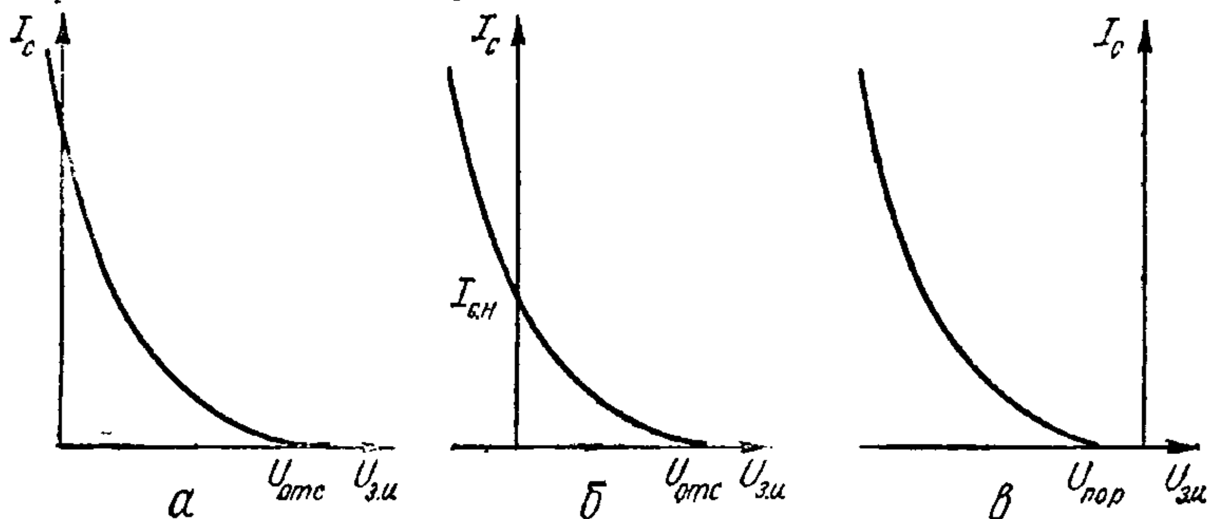


Рис. 73. Сток — затворные характеристики полевых транзисторов: *а* — с *p*—*n*-переходом; *б* — с встроенным каналом; *в* — с индуцированным каналом.

характеристиками полевых транзисторов являются сток-затворные (переходные) и стоковые (выходные) характеристики. Типичные статические сток-затворные характеристики приведены на рис. 73, *а*, *б*, *в*. Семейство стоковых характеристик приведено на рис. 74.

По принципу действия полевые транзисторы больше напоминают электронную лампу, чем полупроводниковый триод. Поэтому одним из основных, первичных параметров полевого транзистора является крутизна характеристики

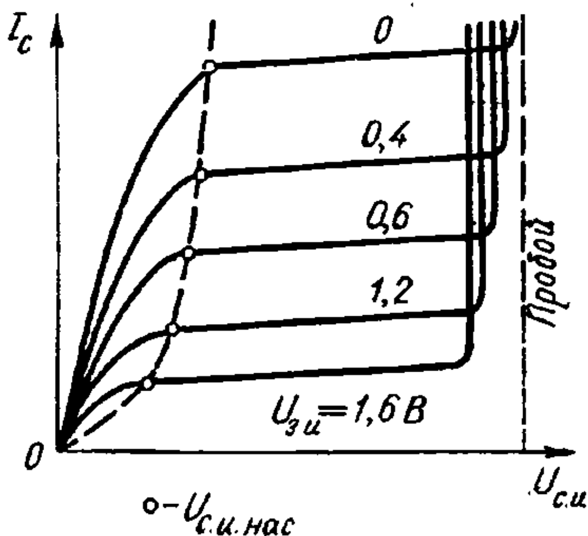


Рис. 74. Стоковые характеристики полевого транзистора.

$$S = \frac{\Delta I_с}{\Delta U_{з.и}},$$

где $I_с$ — приращение тока стока, $\Delta U_{з,и}$ — приращение напряжения затвор — исток. К другим основным параметрам относятся: начальный ток стока $I_{с.н}$ — ток стока при коротком замыкании затвора с истоком.

Ток затвора $I_з$—постоянная составляющая тока затвора при коротком замыкании стока с истоком.

Напряжение отсечки $U_{отс}$ — напряжение между затвором и истоком, при котором транзистор можно считать практически закрытым. Обычно закрытым считается полевой транзистор при снижении тока стока до 10 мкА.

Пороговое напряжение $U_{пор}$ — определяется для транзисторов с индуцированным каналом — это напряжение между затвором и истоком, по достижении которого возникает ток стока заданной малой величины (обычно 10 мкА).

Таблица 39

Справочные данные полевых транзисторов

Тип транзистора	Ток стока при $U_{з.и} = 0$, мА	Крутизна характеристики, мА/В	Напряжение отсечки, В	Ток затвора, нА	Предельная частота усиления, МГц	Выходная емкость пФ	Проходная емкость, пФ	Выходная емкость, пФ	Максимальное напряжение сток — затвор, В	Максимальное напряжение сток — исток, В	Максимальный ток стока, мА	Максимальная рассеиваемая мощность, мВт	Предельная температура окружающей среды, °С
КП102Е	0,18—0,55	0,25	2,8	15	10	10	5	—	15	15	—	—	+70; —55
КП102Ж	0,4—1,0	0,3	4,0	15	10	10	5	—	15	15	—	—	+70; —55
КП102Л	2,4—6,0	0,65	10	15	10	10	5	—	15	15	—	—	+70; —55
КП103Е	0,3—0,7	0,4—1,5	0,4—1,8	20	—	20	8	—	15	10	—	120	+70; —55
КП103Л	3,0—6,6	2,0—6,0	1,8—3,0	20	—	20	8	—	15	10	—	120	+70; —55
КП103М	5,4—12	2,8—6,0	2,0—4,4	20	—	20	8	—	15	10	—	120	+70; —55
КП301Б	$0{,}5 \cdot 10^{-6}$	1,0	—	0,3	—	3,5	1,0	3,5	—	20	15	200	+70; —40
КП302А	3—24	5,0	5,0	10	—	20	8	7,0	20	20	24	300	+100; —60
КП302Б	18—43	7,0	7,0	10	—	20	8	10,5	20	20	43	300	+100; —60
КП303А	0,5—2,5	1,0—4,0	3	1	—	6	2	—	30	25	20	200	+100; —60
КП303Е	5,0—20	4,0	8	1	—	6	2	—	30	25	20	200	+100; —60
КП303И	1,5—5,0	2,0—6,0	0,3—2,0	5	—	6	2	—	30	25	20	200	+100; —60
КП305Д	—	5,2—10,5	6,0	1	—	5,0	0,8	—	15	15	15	150	+125; —60
КП350А	3,5	6,0	6,0	5,0	—	6,0	0,07	6,0	21; 15	15	30	200	+85; —40
КП350Б	3,5	6,0	6,0	5,0	—	6,0	0,07	6,0	21; 15	15	30	200	+85; —40
КП350В	6,0	6,0	6,0	5,0	—	6,0	0,07	6,0	21; 15	15	30	200	+85; —40

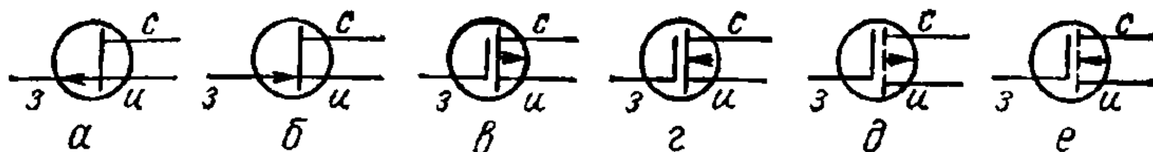


Рис. 75. Условное изображение полевых транзисторов на схемах:
а — с *p—n*-переходом и *p*-каналом; *б* — с *p—n*-переходом и *n*-каналом; *в* — МОП с встроенным *p*-каналом обедненного типа; *г* — МОП с встроенным *n*-каналом обедненного типа; *д* — МОП с индуцированным *p*-каналом обогащенного типа; *е* — МОП с индукцированным *n*-каналом обогащенного типа.

Пороговый ток — $I_{пор}$ — условное значение тока стока, при котором транзистор считается открывающимся (или запирающимся).

Другие параметры аналогичны параметрам обычных транзисторов.

Графическое изображение полевых транзисторов показано на рис. 75.

Основные данные полевых транзисторов приведены в табл. 39.

13. Интегральные микросхемы

Интегральная микросхема представляет собой группу миниатюрных элементов радиоэлектронных узлов, выполненных на поверхности или в объеме твердых оснований (подложек). Интегральные микросхемы характеризуются высокой плотностью монтажа и позволяют изготавливать малогабаритную, экономичную, высоконадежную электронную аппаратуру.

По технологическим признакам микросхемы делятся на два вида: гибридные и полупроводниковые.

В гибридной полупроводниковой интегральной микросхеме используется сочетание элементов, изготовленных на поверхности или в объеме подложки (полупроводника) с навесными элементами. Обычно навесными элементами являются резисторы и конденсаторы, выполненные в виде тонких пленок на поверхности полупроводникового основания. Толщина пленок, наносимых на подложку в гибридных микросхемах, бывает различной. При толщине пленок до 1 мкм микросхема относится к тонкопленочной; при толщине более 1 мкм — к толстопленочной. В гибридных микросхемах могут использоваться специальные бескорпусные диоды и транзисторы. Основные параметры некоторых типов бескорпусных диодов приведены в табл. 40.

В интегральной полупроводниковой микросхеме все элементы выполнены в полупроводниковой подложке.

По количеству элементов микросхемы подразделяются на схемы с малой (10—30 элементов), средней (40—150 элементов) и большой (более 150 элементов) степенью интеграции.

По назначению интегральные микросхемы подразделяются на два класса: логические и линейно-импульсные. Схемы первого класса используются в основном в дискретных преобразователях информации, второго класса — для линейного и нелинейного преобразования электрических сигналов (в усилителях, генераторах, смесителях и т. п.).

Интегральные микросхемы подразделяются на серии, объединяющие микросхемы, из набора которых можно изготовить законченное функциональное радиоэлектронное устройство. Условное обозначение серии состоит из трех цифр. Первая цифра указывает на технологическую разновидность микросхемы (*1* — полупроводниковая микросхема, *2* — гибридная), вторые две цифры образуют число, обозначающее номер данной серии.

Маркировка интегральной микросхемы включает шесть элементов. Первый элемент — цифра, совпадающая с первой цифрой условного обозначения серии. Второй элемент — буква, определяющая функциональный класс микросхемы (табл. 41). Третий элемент — буква, определяющая группу данного функционального класса (табл. 41). Четвертый элемент — двухзначное число, совпадающее с второй и третьей цифрой условного обозначения серии (номер серии). Пятый элемент —

Таблица 40

Основные параметры бескорпусных диодов и диодных матриц

Тип прибора	Максимальный прямой ток, мА	Прямое напряжение на диоде, В, при токе 1 мА	Максимальное обратное напряжение, В	Обратный ток, мкА	Время восстановления, нс	Емкость диода, пФ	Количество элементов	Схема соединений элементов
КД901А	5	0,7	10	0,2	20	4	1	Общий катод
КД901Б	5	0,7	10	0,2	20	4	2	
КД901В	5	0,7	10	0,2	20	4	3	
КД901Г	5	0,7	10	0,2	20	4	4	
КД902А	5	0,8	5	0,2	10	2	1	Общий анод
КД902Б	5	0,8	5	0,2	10	2	2	
КД902В	5	0,8	5	0,2	10	2	3	
КД902Г	5	0,8	5	0.2	10	2	4	
КД902Д	5	0,85	5	0,2	10	2	1	
КД902Е	5	0,85	5	0,2	10	2	2	
КД902Ж	5	0,85	5	0,2	10	2	3	
КД902И	5	0,85	5	0,2	10	2	4	
КД904А	5	0,8	10	0,2	10	2	1	Общий анод
КД904Б	5	0,8	10	0,2	10	2	2	
КД904В	5	0,8	10	0,2	10	2	3	
КД904Г	5	0,8	10	0,2	10	2	4	
КД904Д	5	0,8	10	0,2	10	2	3	
КД904Е	5	0,8	10	0,2	10	2	4	
КД907А	50	1	40	6	4	4	1	Общий катод
КД907Б	50	1	40	6	4	4	2	
КД907В	50	1	40	6	4	4	3	
КД907Г	50	1	40	6	4	4	4	

число, определяющее номер разработки данной серии. Шестой элемент — буква, определяющая особенности данной микросхемы (разброс электрических параметров, предельные эксплуатационные режимы и т. д.). Иногда буква заменяется цветной точкой.

Микросхемы, выпускаемые для широкого применения, дополнительно содержат в маркировке букву *К*, которая проставляется впереди всех элементов условного обозначения.

Пример обозначения микросхемы: *К1УС731А*

К — микросхема для широкого применения;

1 — микросхема полупроводниковая;

У — усилитель; *С* — синусоидальные колебания;

73 — номер серии; *1* — порядковый номер разработки среди микросхем данной серии;

А — буква, характеризующая особенности некоторых параметров данной микросхемы.

Таблица 41

Классификация интегральных микросхем

Класс микросхемы		Группа микросхемы		Обозначение сочетания класса и группы
Наименование	Обозначение	Наименование	Обозначение	
Усилители	У	Синусоидальные	С	УС
		Постоянного тока	Т	УТ
		Видеоусилители	Б	УБ
		Импульсные	И	УИ
		Повторители	Э	УЭ
		Прочие	П	УП
Генераторы	Г	Синусоидальных колебаний	С	ГС
		Сигналов специальной формы	Ф	ГФ
Преобразователи	П	Частоты	С	ПС
		Фазы	Ф	ПФ
		Формы	М	ПМ
		Напряжения	Н	ПН
		Кодирующие	К	ПК
		Декодирующие	Д	ПД
		Прочие	П	ПП
Модуляторы	М	Амплитудные	А	МА
		Частотные	С	МС
		Фазовые	Ф	МФ
		Импульсные	И	МИ
		Прочие	П	МП
Детекторы	Д	Амплитудные	А	ДА
		Частотные	С	ДС
		Фазовые	Ф	ДФ
		Импульсные	И	ДД
		Прочие	П	ДП
Электронные ключи	К	Транзисторные	Т	КТ
		Диодные	Д	КД
		Оптоэлектронные	Э	КЭ
		Прочие	П	КП
Триггеры	Т	Со счетным запуском	С	ТС
		С раздельным запуском	Р	ТР
		С комбинированным запуском	К	ТК
		Шмитта	Ш	ТШ
		Динамические	Д	ТД
Фильтры	Ф	Верхних частот	В	ФВ
		Нижних частот	Н	ФН
		Полосовые	П	ФП
		Заградительные	Г	ФГ
		Сглаживающие	С	ФС

Класс микросхемы		Группа микросхемы		Обозначение сочетания класса и группы
Наименование	Обозначение	Наименование	Обозначение	
Линии задержки	Ш	Схемные Прочие	С П	ШС ШП
Логические схемы	Л	Схемы И Схемы ИЛИ Схемы НЕ Схемы И — НЕ/ИЛИ — НЕ Схемы И — ИЛИ Схемы И — ИЛИ — НЕ Прочие	И Л Н В С Р П	ЛИ ЛЛ ЛН ЛБ ЛС ЛР ЛП
Запоминающие устройства	Я	На магнитных пленках Матрицы Прочие	Л М П	ЯЛ ЯМ ЯП
Схемы селекции и сравнения	С	Амплитудные Временные Частотные Фазовые	А В С Ф	СА СВ СС СФ
Наборы элементов	Н	Резисторов Конденсаторов Диодов Транзисторов Комбинированные	С Е Д Т К	НС НЕ НД НТ НК
Элементы арифметических и дискретных устройств	И	Регистры Сумматоры Полусумматоры Счетчики Шифраторы Дешифраторы Комбинированные Прочие	Р С Л Е Ш Д К П	ИР ИС ИЛ ИЕ ИШ ИД ИК ИП
Многофункциональные схемы	Ж	Аналоговые Импульсные Логические Аналого-импульсные Аналого-логические Импульсно-логические Аналого-импульсно-логические	А И Л Е В Г К	ЖА ЖИ ЖЛ ЖЕ ЖВ ЖГ ЖК

Рис. 76. Микросхемы серии 140:
а — конструкция и нумерация выводов; *б* — схема усилителя *К1 УТ401*.

Микросхемы широкого назначения образуют четыре серии: 140, 173, 224 и 237.

Серия 140 состоит из усилителей постоянного тока *К1УТ401* (*А*, *Б*), которые могут быть использованы в качестве решающих усилителей, усилителей постоянного и переменного тока, нуль-органов аналого-цифровых преобразователей, пороговых устройств в схемах автоматики. Микросхемы данной серии помещены в круглый металлический корпус

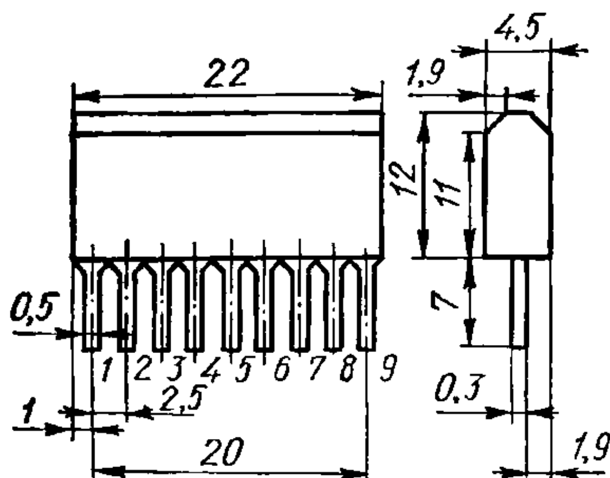


Рис. 77. Конструкция микросхем серии 224.

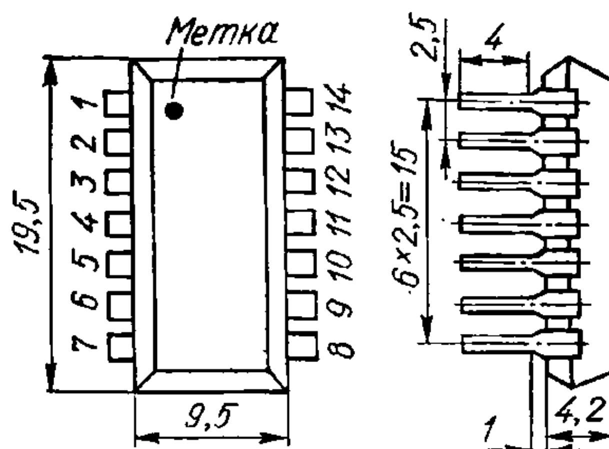


Рис. 78. Конструкция микросхем серии 237.

с 12 выводами. Диапазон рабочих температур от — 10° С до + 70° С. Конструкция микросхем серии 140 показана на рис. 76.

Серия 173 состоит из двух усилителей низкой частоты. Корпус — металлический, круглый. Диапазон рабочих температур от — 30° С до + 70° С.

Серия 224 содержит 29 микросхем различного назначения, предназначенных для работы в радиовещательной и телевизионной приемно-усилительной аппаратуре. В микросхемах, выполненных по толстопленочной технологии, используются бескорпусные транзисторы и конденсаторы К — 10 — 9. Корпус металлический, прямоугольный, с девятью выводами (рис. 77). Диапазон рабочих температур от — 30° С до + 50° С.

Серия 237 предназначена для использования в радиовещательных приемниках и устройствах магнитной записи. Технология изготовления — тонкопленочная, транзисторы — бескорпусные. Корпус пластмассовый с 14 выводами (рис. 78). Диапазон рабочих температур от — 30° С до + 70° С.

Принципиальные схемы и основные параметры некоторых интегральных микросхем приведены в соответствующих главах данного справочника.

ГЛАВА V. ЭЛЕКТРОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

1. Классификация и параметры усилителей

Электронные усилители подразделяются на два класса: избирательные и апериодические.

Избирательные усилители предназначены для усиления синусоидальных колебаний, занимающих определенную полосу частот. Для избирательного усилителя характерно наличие в схеме частотно-избирательной системы: колебательного контура, нескольких связанных контуров, фильтров.

Если нагрузочным сопротивлением лампы или транзистора в каждом каскаде является одиночный колебательный контур и контуры всех каскадов усилителя настроены на одинаковую частоту, то такой усилитель называется резонансным. Если нагрузочное сопротивление каждого каскада состоит из двух или более связанных колебательных контуров, то усилитель называется полосовым. К полосовым относится также усилитель с одним колебательным контуром в каскаде, если контуры других каскадов настроены на различные частоты.

Апериодические усилители служат для усиления электрических колебаний в широком диапазоне частот (от равных или близких к нулю до нескольких десятков мегагерц). Если апериодический усилитель предназначен для усиления колебаний звукового диапазона частот, он называется усилителем колебаний низкой (звуковой) частоты (УНЧ).

Усилители коротких импульсных сигналов, занимающих полосу частот от единиц герц до единиц мегагерц, называются видеоусилителями (широкополосными).

Усилитель, который усиливает сигналы постоянного или медленно изменяющегося напряжения (или тока), называется усилителем постоянного тока (УПТ). В зависимости от назначения различают усилители напряжения, тока и мощности.

К основным характеристикам усилителя относятся следующие параметры.

Коэффициент усиления. В зависимости от целевого назначения усилителя различают коэффициент усиления по напряжению (K_U), по току (K_I) или по мощности (K_P):

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}; \quad K_I = \frac{I_{вых}}{I_{вх}}; \quad K_P = \frac{P_{вых}}{P_{вх}},$$

где $I_{вых}$ — ток в нагрузке; $I_{вх}$ — ток, потребляемый от входного источника; $P_{вых}$ — мощность, выделяемая в нагрузке; $P_{вх}$ — мощность, потребляемая от входного источника.

Для многокаскадного усилителя общий коэффициент усиления равен произведению коэффициеитов усиления каждого каскада:

$$K_{U\Sigma} = K_{U1}K_{U2}K_{U3} \ldots K_{Un};$$

$$K_{I\Sigma} = K_{I1}K_{I2}K_{I3} \ldots K_{In};$$

$$K_{P\Sigma} = K_{P1}K_{P2}K_{P3} \ldots K_{Pn}.$$

Часто коэффициенты усиления выражают в логарифмических единицах — децибеллах (дБ):

$$K_U\,(дБ) = 20 \lg K_U; \quad K_I\,(дБ) = 20 \lg K_I; \quad K_P\,(дБ) = 10 \lg K_P.$$

Для многокаскадного усилнтеля общий коэффициент усиленния в децибеллах равен сумме коэффицнентов усиления каждого каскада:

$$K_{U\Sigma}\,(дБ) = K_{U1}\,(дБ) + K_{U2}\,(дБ) + K_{U3}\,(дБ) + \cdots + K_{Un}\,(дБ);$$

$$K_{I\Sigma}\,(дБ) = K_{I1}\,(дБ) + K_{I2}\,(дБ) + K_{I3}\,(дБ) + \cdots + K_{In}\,(дБ);$$

$$K_{P\Sigma}\,(дБ) = K_{P1}\,(дБ) + K_{P2}\,(дБ) + K_{P3}\,(дБ) + \cdots + K_{Pn}\,(дБ).$$

Полоса пропускаемых частот (полоса пропускания) — диапазон частот, в пределах которого усилитель при неизменной настройке обеспечивает заданную величину коэффициента усиления K. На рис. 79 приведена идеальная частотная характеристика усилителя. Она имеет форму прямоугольника с основанием, равным полосе пропускания. Вследствие того, что в усилителе есть реактивные сопротивления, частотная характеристика оказывается неравномерной, и при проектировании усилнтеля необходимо обеспечить минимальное измененне величины K в пределах заданной полосы пропускания.

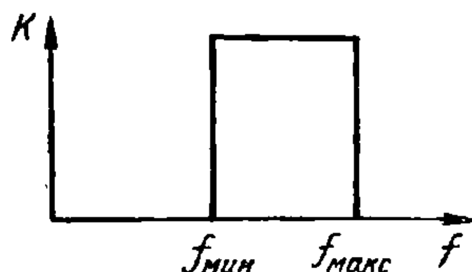


Рис. 79. Идеальная частотная характернстика усилителя.

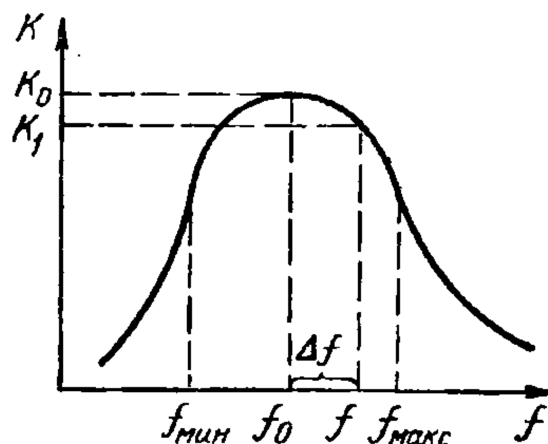


Рис. 80. Реальная частотная характеристика усилителя.

Избирательность — способность усилителя усиливать сигналы определенной полосы частот и не пропускать на выход сигналы других

частот. Прямоугольная форма частотной характеристики обеспечивает идеальную избирательность усилителя, так как сигналы, частоты которых лежат вне пределов полосы пропускания, совершенно не усиливаются. В действительности частотная характеристика может, например, иметь вид, показанный на рис. 80. Избирательность количественно выражается отношением коэффициента усиления на какой-либо частоте, лежащей на границах или за пределами полосы пропускания, к коэффициенту усиления на опорной частоте, которая обычно выбирается в середине полосы пропускания. На частотной характеристике (рис. 80) опорной частотой является f_0, поэтому при расстройке $\Delta f = f - f_0$ избирательность такого усилителя

$$N = \frac{K_1}{K_0},$$

или в децибеллах

$$N_{(дБ)} = 20 \lg \frac{K_1}{K_0}.$$

Нелинейные искажения — искажения формы усиливаемого сигнала, возникающие в усилителях вследствие нелинейности характеристик электронных ламп, транзисторов, катушек индуктивности с ферромагнитными сердечниками. Причиной появления таких искажений может быть неправильный выбор рабочей точки на характеристике лампы или транзистора, чрезмерная величина входного сигнала, неправильно рассчитанный дроссель или трансформатор. Степень нелинейных искажений характеризуется коэффициентом нелинейных искажений (коэффициентом гармоник), который равен отношению геометрической суммы напряжений высших гармоник к амплитуде первой гармоники на выходе усилителя (при подаче на его вход синусоидального напряжения):

$$K_{н.и} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \cdots + U_n^2}}{U_1} 100\%.$$

В высококачественных УНЧ величина $K_{н.н}$ не превышает 3—5%, а в телевидении и радиотелефонии 15—20%.

Частотные искажения — неравномерное усиление сигналов различных частот, обусловленное элементами усилителя, параметры которых зависят от частоты (емкости, индуктивности и др.).

В апериодических усилителях величину частотных искажений можно определить непосредственно по его частотной характеристике. Для этого задаются опорной частотой f_0 и определяют изменения коэффициента усиления усилителя на самой низкой ($f_{мин}$) и самой высокой ($f_{макс}$) частотах диапазона. Отношение коэффициента усиления на средней частоте K_0 к коэффициенту усиления на самой низкой частоте диапазона $K_н$ называется коэффициентом частотных искажений в области низких частот:

$$M_н = \frac{K_0}{K_н}.$$

Коэффициент частотных искажений в области высоких частот

$$M_в = \frac{K_0}{K_в},$$

где $K_в$ — коэффициент усиления на самой высокой частоте диапазона.

При отсутствии частотных искажений $M_н = M_в = 1$, следовательно, чем ближе величины $M_н$ и $M_в$ к единице, тем меньшие частотные искажения вносит усилитель. В многокаскадном усилителе

$$M_\Sigma = M_1 M_2 M_3 \ldots M_n; \; M_\Sigma(\text{дБ}) = M_1(\text{дБ}) + M_2(\text{дБ}) + M_3(\text{дБ}) + \cdots + M_n(\text{дБ}).$$

В УНЧ частотные искажения приводят к искажению тембра звучания оконечного аппарата.

В импульсном апериодическом усилителе частотные искажения вызывают неодинаковое усиление различных гармоник, входящих в состав видеоимпульсов, и, следовательно, приводят к искажению формы выходного сигнала.

Фазовые искажения — искажения, возникающие вследствие сдвига фаз составляющих выходного напряжения относительно входного. Они связаны с временем прохождения сигнала через усилитель. При наличии в схеме усилителя реактивных элементов время между поступлением сигнала на вход и появлением его на выходе зависит от частоты входного сигнала.

Если мгновенное значение входного сигнала

$$U_{вх} = U_{m\,вх} \sin \omega t,$$

то выходного сигнала

$$U_{вых} = U_{m\,вых} \sin \omega (t - \Delta t) = U_{m\,вых} \sin \omega \left(t - \frac{\Delta\varphi}{\omega}\right),$$

где Δt — время задержки сигнала в усилителе; $\Delta\varphi$ — фазовый угол, соответствующий времени Δt.

Из данного выражения следует, что временные соотношения между всеми частотными составляющими входного сигнала не нарушатся в двух случаях: если $\Delta\varphi = 0$, т. е. когда все составляющие мгновенно «пробегают» через усилитель, либо когда выполняется условие

$$\Delta t = \frac{\Delta\varphi}{\omega} = \text{const}.$$

В этом случае все частотные составляющие входного сигнала задерживаются усилителем на одно и то же время.

Данное равенство может иметь место только в случае линейной фазовой характеристики усилителя $\Delta\varphi = f(\omega)$. Фазовых искажений не будет только в том случае, если фазовая характеристика в пределах полосы пропускания представляет собой прямую линию.

Искривление фазовой характеристики свидетельствует о наличии фазовых искажений. Если усилитель вносит фазовые искажения, то различные гармоники будут иметь различные фазовые сдвиги на выходе усилителя и в сумме образуют сигнал, отличный по форме от входного.

Человеческое ухо не реагирует на изменение фазы составляющих входного сигнала. Поэтому в УНЧ фазовые искажения не влияют на качество усиления. Но в усилителях видеосигналов фазовые искажения играют важную роль. Искажения формы импульсов, связанные с различным временем «пробега» гармонических составляющих входного сигнала, могут привести к заметным искажениям изображения.

Величину фазовых искажений определяют по отклонению фазовой характеристики от идеальной прямой. В высококачественных усилителях видеоимпульсов на низких частотах допускается отклонение фазо-

вой характеристики не более чем на 3—5°, а на высоких частотах — до 15—20°.

Выходная мощность и коэффициент полезного действия. Эти параметры характерны для усилителей мощности.

Мощность на выходе усилителя

$$P_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}}^2}{R_{\text{н}}} = I_{\text{вых}}^2 R_{\text{н}},$$

где $U_{\text{вых}}$ и $I_{\text{вых}}$ — действующие значения напряжения и тока на нагрузочном сопротивлении $R_{\text{н}}$.

Промышленный к. п. д. усилителя

$$\eta_{\text{пром}} = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\Sigma}} \cdot 100\%,$$

где P_{Σ} — полная мощность, потребляемая усилителем от всех источников питания.

Электрический к. п. д. усилителя

$$\eta_{\text{э}} = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{а}}} \cdot 100\%,$$

где $P_{\text{а}}$ — мощность, потребляемая от источника анодного (коллекторного) питания.

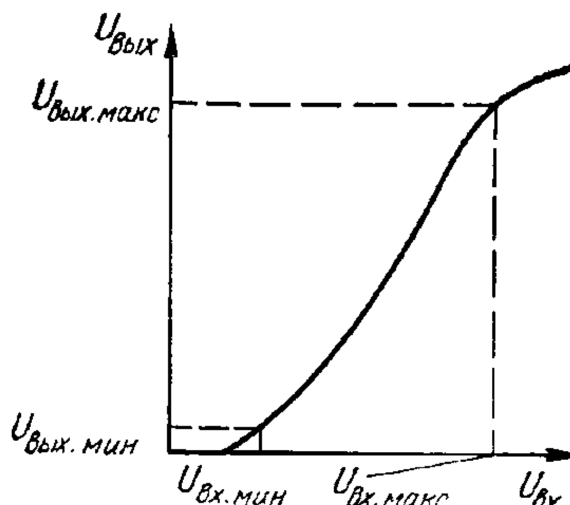


Рис. 81. Амплитудная характеристика усилителя.

Собственные шумы усилителя — сигналы на выходе усилителя, которые существуют и при отсутствии полезных сигналов на входе. Причинами появления собственных шумов являются: хаотическое перемещение зарядов в сопротивлениях, вызванное температурным влиянием (тепловые шумы), изменение тока эмиссии ламп, хаотическое движение зарядов в области базы транзистора (тепловой шум сопротивления базы) и др.

Величина собственных шумов усилителя оценивается шум-фактором F, который выражает отношение уровня полезного сигнала к уровню шумов. Шум-фактор равен частному от деления отношения мощности полезного сигнала $P_{\text{вх}}$ к мощности шума на входе усилителя $P_{\text{ш.вх}}$ на отношение мощности полезного сигнала $P_{\text{вых}}$ к мощности шума $P_{\text{ш.вых}}$ на выходе усилителя:

$$F = \frac{P_{\text{вх}}/P_{\text{ш.вх}}}{P_{\text{вых}}/P_{\text{ш.вых}}} = \frac{P_{\text{ш.вых}}}{K_P P_{\text{ш.вх}}}.$$

Динамический диапазон — отношение величины наиболее сильного сигнала на выходе усилителя к наиболее слабому сигналу при допустимых нелинейных искажениях:

$$D\,(\text{дБ}) = 20 \lg \frac{U_{\text{вых.макс}}}{U_{\text{вых.мин}}}.$$

Динамический диапазон можно определить по амплитудной характеристике усилителя $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ (рис. 81). Величина динамического

диапазона в некоторых случаях является важным параметром усилителя. Так, в усилителях низкой (звуковой) частоты для удовлетворительного воспроизведения музыкальных передач необходимо, чтобы амплитуды выходных сигналов могли отличаться друг от друга примерно в 1000 раз. Динамический диапазон при этом будет равен 60 дБ.

Устойчивость работы усилителя. Работа усилителя является устойчивой, если он не склонен к переходу в режим генерации и если его качественные показатели изменяются незначительно при смене ламп (транзисторов) и допустимом изменении питающих напряжений.

2. Принцип усиления при помощи электронной лампы

На рис. 82 показана схема простейшего лампового усилителя. Управляемой в нем является анодная цепь, а управляющей — сеточная. При изменении напряжения на сетке лампы пропорционально изменяется анодный ток, который создает на нагрузочном сопротивлении $R_а$ пульсирующее напряжение. Разделительный конденсатор $C_р$ пропускает на выходные клеммы только переменную составляющую анодного напряжения. Подбирая соответствующие величины $E_а$, $R_а$ и тип лампы, можно получить на выходных клеммах переменое напряжение, амплитуда которого будет во много раз превышать величину $U_{вх}$.

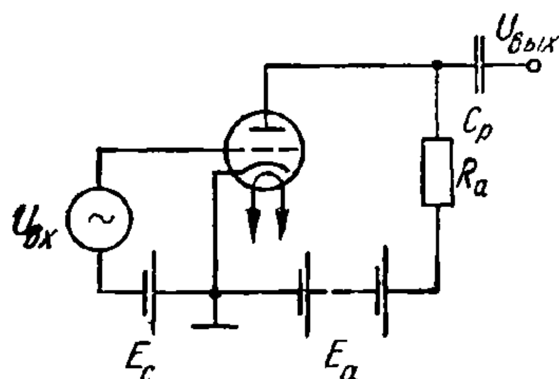


Рис. 82. Схема простейшего лампового усилителя (с общим катодом).

Ламповый усилитель усиливает не только напряжение, но и мощность входного сигнала. Для управления анодным током требуется только изменять разность потенциалов между сеткой и катодом. В этом случае в сеточной цепи лампы протекает незначительный ток и входная потребляемая мощность намного меньше, чем полезная мощность, выделяемая в нагрузке.

Важным условием нормальной работы усилителя является строгое соответствие формы выходного и входного сигналов. Анодный ток изменяется пропорционально сеточному напряжению только на прямолинейном участке ламповой характеристики. Чтобы анодный ток изменялся на прямолинейном участке и чтобы эти изменения были наибольшими, начальное значение тока $I_{а0}$ (ток покоя) должно соответствовать середине прямолинейного участка сеточной характеристики (рис. 83, *а*). Точка *А* на ламповой характеристике, определяющая значение тока покоя, называется рабочей. Положение рабочей точки определяется величиной постоянного напряжения смещения на сетке $E_с$. На рис. 83, *а* приведен график, иллюстрирующий процесс изменения анодного тока $I_а$ при подаче на вход усилителя переменного синусоидального напряжения с амплитудой U_{mc}.

Режим работы электронной лампы, при котором изменение анодного тока происходит в пределах прямолинейной части ламповой характеристики, называется режимом класса *А*. В режиме класса *А* анодный ток протекает в течение всего периода изменения сеточного напряжения. Этот режим характеризуется малой величиной нелинейных искажений, но является неэкономичным (к. п. д. не более 20—30%). Его обычно применяют в предварительных усилителях низкой частоты и в выходных усилителях малой мощности (до 3—4 Вт).

Для характеристики режимов усиления вводят понятие об угле отсечки. Угол отсечки θ — это половина той части периода, в течение которой через лампу протекает ток.

При выборе рабочей точки в начале сеточной характеристики анодный ток протекает в течение половины периода ($\theta = 90°$). Такой режим работы лампы называется режимом *В* (рис. 83, *б*). В данном режиме

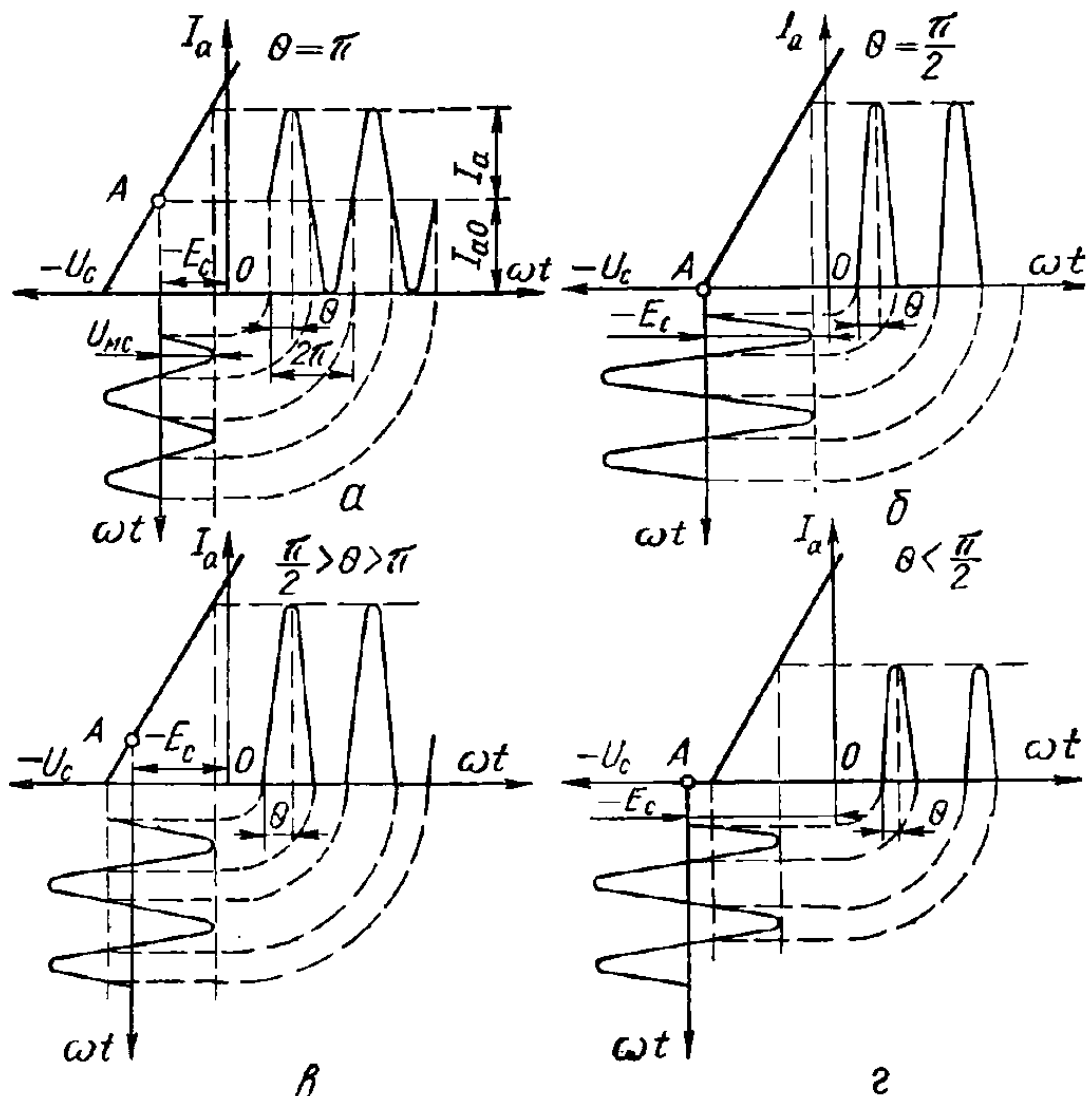


Рис. 83. Графики работы усилительного каскада в режимах: *а* — класса *А*; *б* — класса *В*; *в* — класса *АВ*; *г* — класса *С*.

возникают большие нелинейные искажения, но к. п. д. достигает 60—65%.

Промежуточный режим, при котором $90° < \theta < 180°$, называется режимом *АВ* (рис. 83, *в*). Режим, при котором угол отсечки $\theta < 90°$, называется режимом С. Режимы В, *АВ* и С применяются в двухтактных усилителях мощности низкой частоты.

К буквам, обозначающим режим, ставятся индексы: *1* — при отсутствии сеточных токов, *2* — при работе с сеточными токами. Например: B_1, AB_2, C_2.

Анодное напряжение лампы усилителя равно разности между напряжением источника $E_а$ и падением напряжения на сопротивлении $R_а$:

$$U_а = E_а - I_а R_а.$$

Изменение напряжения на сетке вызывает пропорциональное изменение анодного тока, что в свою очередь вызывает изменение анодного напряжения. С увеличением сеточного напряжения возрастает величина тока

I_a, а анодное напряжение U_a уменьшается. Следовательно, сеточное и анодное напряжения изменяются в противофазе и выходной сигнал сдвинут относительно входного по фазе на угол 180°.

Динамическую анодную, или нагрузочную, характеристику усилительной лампы строят следующим образом. На осях координат семейства статических анодных характеристик обозначаются две точки A и B (рис. 84). Точка A соответствует анодному напряжению $U_a = E_a$ при $I_a = 0$; точка B — анодному току $I'_a = \frac{E_a}{R_a}$ при $U_a = 0$.

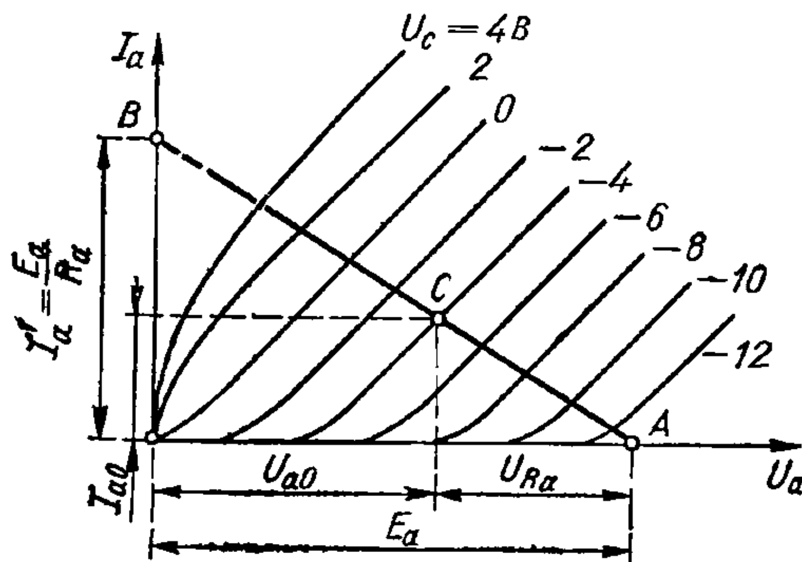


Рис. 84. Построение динамической анодной характеристики.

Прямая линия, соединяющая точки A и B, и будет динамической характеристикой.

Рабочая точка C расположена на статической характеристике, снятой при сеточном напряжении $U_c = E_c$, и соответствует анодному напряжению

$$U_{a0} = E_a - I_{a0}R_a.$$

Угол наклона динамической характеристики

$$\alpha = \operatorname{arctg}\frac{1}{R_a}.$$

Для количественного анализа усилительных схем часто электронную лампу заменяют эквивалентным генератором.

Генератором напряжения называется такой генератор, у которого величина вырабатываемого напряжения не зависит от потребляемого тока. К реальным генераторам напряжения относятся такие, у которых внутреннее сопротивление намного меньше сопротивления нагрузки.

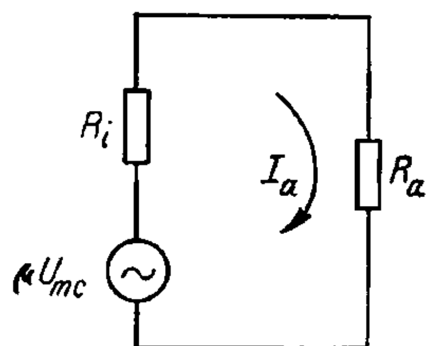


Рис. 85. Эквивалентная схема анодной цепи усилителя.

У идеального источника тока величина потребляемого тока не должна зависеть от сопротивления нагрузки, подключенного к его зажимам. К реальным генераторам тока относятся такие, у которых внутреннее сопротивление намного превышает сопротивление нагрузки. Если источник переменного напряжения с амплитудой U_{mc} включить непосредственно в анодную цепь усилителя (вместо лампы), то возникший переменный ток будет намного меньше, чем действующая величина переменной составляющей анодного тока $I_{a\sim}$. Для получения тока с амплитудой $I_{a\sim}$ необходимо увеличить напряжение источника во столько раз, во сколько изменение сеточного напряжения сильнее влияет на анодный ток, чем изменение анодного напряжения, т. е. в μ раз. Поэтому источник

напряжения должен вырабатывать э. д. с., равную μU_{mc}. Внутреннее сопротивление лампы учитывается включением в эквивалентную схему сопротивления, равного R_i.

На рис. 85 показана эквивалентная схема анодной цепи усилителя (рис. 82), учитывающая действие только переменных составляющих напряжений и токов, поэтому в нее не включен источник постоянного анодного напряжения. В рассматриваемой схеме общим электродом лампы для анодной и сеточной цепей является катод, поэтому она называется схемой усилителя с общим катодом.

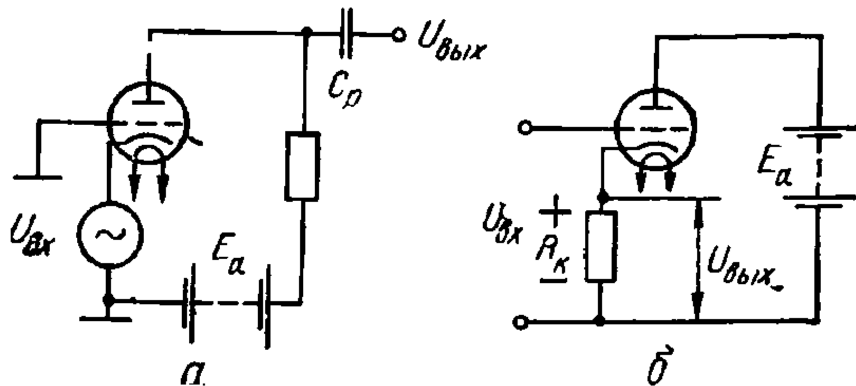


Рис. 86. Схемы усилителей:
а — с общей сеткой; б — с общим анодом.

Включив источник входного сигнала в разрыв катодного проводника, можно получить схему с общей сеткой (рис. 86, а).

В усилителе с общим анодом (катодном повторителе) нагрузочное сопротивление $R_к$ включено в катодную цепь лампы (рис. 86, б).

3. Принцип усиления при помощи транзисторв

В транзисторном усилителе управляемой является коллекторная цепь, а управляющей — базовая.

На рис. 87 показана схема простейшего усилителя на транзисторе типа $p—n—p$. В коллекторной цепи транзистора имеется источник питания $E_К$, сопротивление нагрузки $R_К$ и разделительный конденсатор $C_р$.

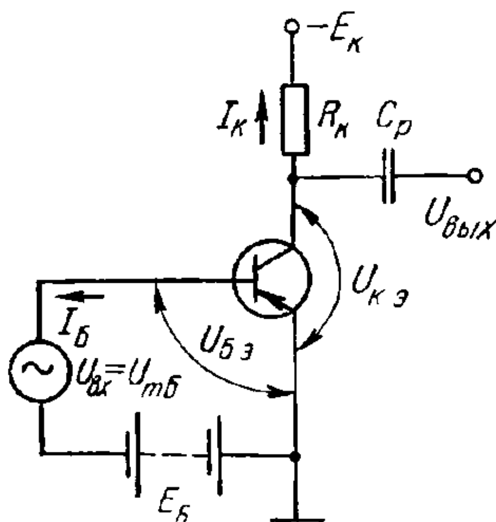


Рис. 87. Схема простейшего усилителя на транзисторе (с общим эмиттером).

В базовую цепь включены два источника: источник переменного напряжения с амплитудой $U_{mБ}$ и источник постоянного напряжения смещения $E_Б$. Назначение источника смещения в транзисторном усилителе отличается от аналогичного источника в ламповом усилителе. При токе базы $I_Б = 0$ в коллекторной цепи транзистора протекает настолько незначительный ток, что практически транзистор можно считать запертым. Если бы в базовой цепи отсутствовал источник смещения, то в положительные полупериоды входного напряжения транзистор запирался (режим B) и возникали бы большие нелинейные искажения. Полярность напряжения смещения такова, что оно отпирает транзистор, т. е. служит для создания начального коллекторного тока, что необходимо для режима A. Напряжение $U_{Б.Э}$ изменяется пропорционально входному сигналу и в коллекторной цепи происходит пропорциональное

изменение тока $I_К$. Ток $I_К$ создает на сопротивлении $R_К$ пульсирующее напряжение. Разделительный конденсатор $C_р$ пропускает на выходные клеммы только переменную составляющую коллекторного напряжения. Подбирая соответствующие величины $E_К$, $R_К$ и тип транзистора, можно получить на выходных клеммах переменное напряжение, во много раз превышающее амплитуду $U_{mБ}$.

Так как эмиттерный переход транзистора при работе усилителя всегда открыт, то во входной цепи протекает ток $I_Б$ и, следовательно, источник входного напряжения всегда расходует мощность. При одновременном воздействии на участок база — эмиттер двух напряжений $E_Б$ и $U_{mБ}$ в цепи базы протекает пульсирующий ток. Постоянную составляющую создает источник смещения, а переменную — источник входного напряжения. Мощность, потребляемая от источника входного сигнала,

$$P_{вх} = \frac{I_{mБ} U_{mБ}}{2},$$

где $I_{mБ}$ и $U_{mБ}$ — амплитудные значения тока и напряжения в цепи базы.

Полезная мощность, выделяемая в коллекторном нагрузочном сопротивлении усилителя,

$$P_{вых} = \frac{I_{К\sim} U_{К.Э\sim}}{2},$$

где $I_{К\sim}$ и $U_{К.Э}$ — амплитудные значения переменных составляющих коллекторного тока и напряжения.

Коэффициент усиления по мощности

$$K_P = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} = \frac{I_{К\sim} U_{К.Э\sim}}{I_{mБ} U_{mБ}};$$

коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{U_{К.Э\sim}}{U_{mБ}};$$

коэффициент усиления по току

$$K_I = \frac{I_{К\sim}}{I_{mБ}}.$$

Следовательно,

$$K_P = K_I K_U.$$

Приближенно можно считать, что величина K_I равна коэффициенту усиления тока базы β:

$$K_I \approx \beta,$$

а

$$K_U \approx \beta \frac{R_{экв.вых}}{R_{вх}},$$

где $R_{экв.вых}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки в цепи коллектора; $R_{вх}$ — сопротивление участка база — эмиттер транзистора.

С учетом этих выражений коэффициент усиления по мощности

$$K_P = K_I K_U = \beta \frac{2R_{экв.вых}}{R_{вх}}.$$

В современных усилителях величина K_p достигает больших значений (сотни и тысячи).

Построение выходной динамической характеристики транзистора показано на рис. 88. Первая опорная точка A соответствует полному отпиранию транзистора (насыщению), когда $U_{К.Э} \approx 0$. В этом случае в коллекторной цепи протекает ток, определяемый сопротивлением $R_К$ внешней цепи:

$$I_К = \frac{E_К}{R_К}.$$

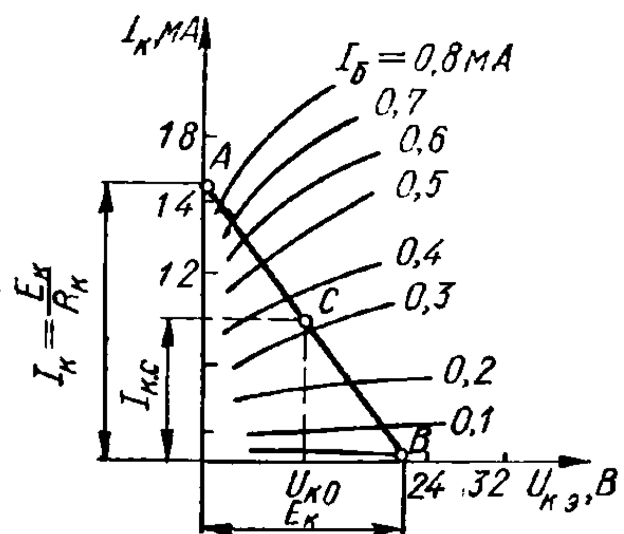


Рис. 88. Построение выходной динамической характеристики транзистора.

Вторая опорная точка B соответствует моменту запирания транзистора. Ее координаты: $I_К = 0$; $U_К = E_К$.

Прямая AB представляет собой динамическую (нагрузочную) характеристику транзистора.

Для получения наименьших нелинейных искажений рабочую точку C следует располагать на середине отрезка AB. Выбранному положению рабочей точки соответствует ток смещения в цепи базы $I_{Б0}$, постоянное напряжение на коллекторе $U_{К0}$ и ток коллектора $I_{К.С}$.

Рассмотренная схема включения транзистора называется схемой с общим эмиттером. Возможны и другие способы включения — схема с общей базой и схема с общим коллектором (рис. 89, *а*, *б*).

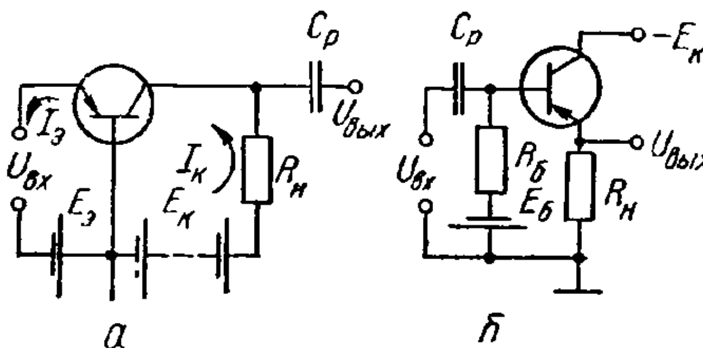


Рис. 89. Схемы усилителей: *а* — с общей базой; *б* — с общим коллектором.

Для схемы с общей базой характерно малое входное сопротивление, так как в цепи источника входного сигнала протекает значительный эмиттерный ток транзистора. Входное сопротивление схемы с общей базой бывает от десятых долей до десятков Ом.

Выходное сопротивление данной схемы больше, чем у других схем включения транзистора.

Достоинством схемы с общей базой является высокая линейность зависимости коллекторного тока от тока эмиттера, что позволяет получить малый коэффициент нелинейных искажений усилителя. Поэтому включение с общей базой часто применяют в выходных каскадах усилителей звуковых частот.

Схема с общим коллектором характеризуется наибольшим входным и небольшим выходным сопротивлениями. Включение по схеме с общим коллектором применяют во входных каскадах усилителей при необходимости получения большого входного сопротивления и в выходных

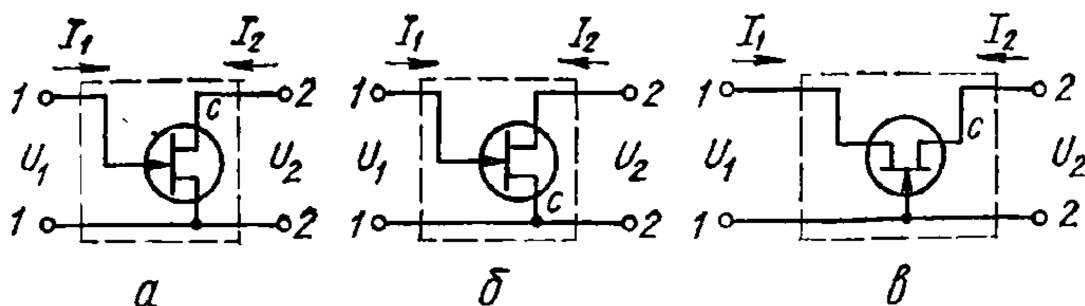


Рис. 90. Схемы включения полевых транзисторов:
а — с общим истоком; *б* — с общим стоком; *в* — с общим затвором.

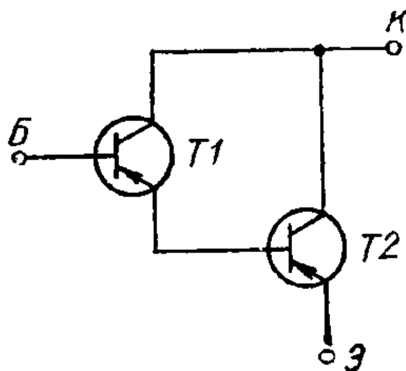


Рис. 91. Схема составного транзистора.

каскадах для уменьшения коэффициента нелинейных искажений.

Усилители на полевых транзисторах могут содержать каскады с общим истоком, общим стоком и общим затвором (рис. 90, *а, б, в*).

Для увеличения коэффициента усиления по току и входного сопротивления часто применяют так называемый составной транзистор, состоящий из двух транзисторов, соединенных, как показано на рис. 91. При этом оба транзистора рассматриваются, как один, с коэффициентом усиления по току

$$\beta_{общ} = \beta_1 \cdot \beta_2,$$

где β_1 и β_2 — соответственно коэффициенты усиления по току первого и второго транзисторов.

4. Предварительные усилители сигналов низкой частоты с резистивно-емкостной связью

На рис. 92 приведена схема усилителя на транзисторах с общим эмиттером. Назначение элементов схемы: $R_К$ — нагрузочное сопротивление в цепи коллектора; $C_р$ — разделительный конденсатор; $R1$, $R2$ — делитель напряжения, с которого снимается напряжение смещения. Полная эквивалентная схема одного каскада транзисторного усилителя изображена на рис. 93, *а*. Транзистор заменен генератором тока $y_{21}U_{Б.Э}$; $R_К$ — коллекторное сопротивление нагрузки. $R_{вх.сл}$ — сопротивление нагрузки, обусловленное активной входной проводимостью следующего каскада; C_{22} — выходная емкость транзистора; r_{22} — выходное сопротивление транзистора; $R_{2сл}$ — сопротивление делителя напряжения в цепи базы следующего каскада; $C_н$ — входная емкость следующего каскада.

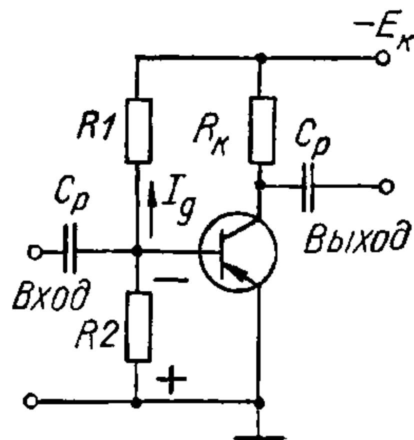


Рис. 92. Схема резисторного усилителя на транзисторах с общим эмиттером.

В области средних звуковых частот можно пренебречь влиянием всех емкостей (рис. 93, *б*). Учитывая, что в усилителе с об-

щим эмиттером обычно $R_К \ll r_{22}$, величину эквивалентного выходного сопротивления коллекторной цепи можно определить по формуле

$$R_{вых} \approx \frac{R_К R_{вх.сл} R_{2сл}}{R_{2сл} R_{вх.сл} + R_К R_{вх.сл} + R_К R_{2сл}} .$$

Ток от источника $y_{21} U_{Б.Э}$ создает на сопротивлении $R_{вых}$ падение напряжения

$$U_{вых} = i R_{вых} = y_{21} U_{Б.Э} R_{вых},$$

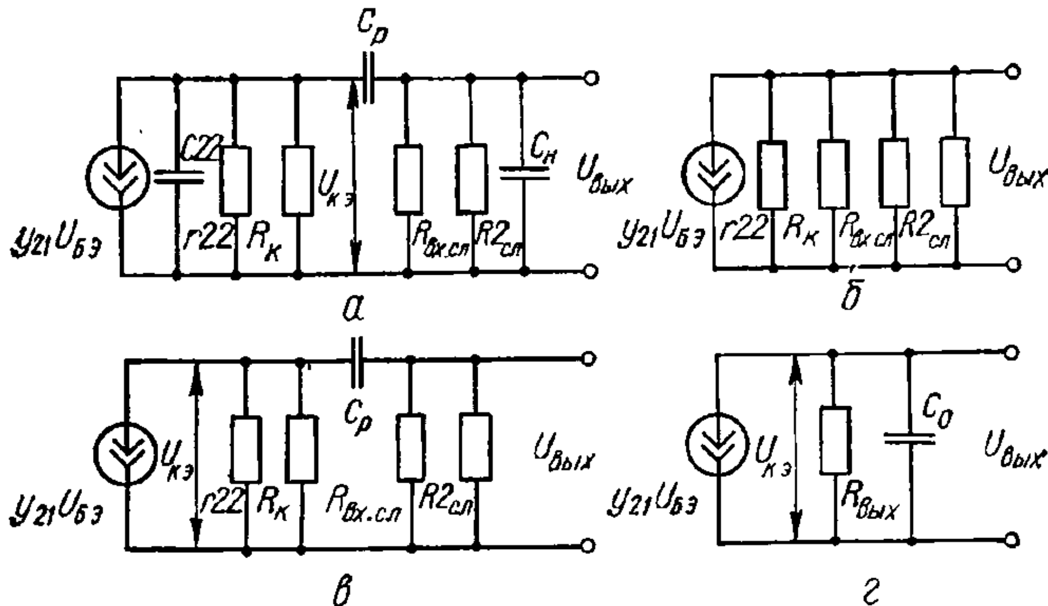


Рис. 93. Эквивалентные схемы транзисторных усилителей: *а* — полная; *б* — на средних частотах; *в* — на низких частотах; *г* — на высоких частотах.

откуда коэффициент усиления каскада

$$K_{U0} = \frac{U_{вых}}{U_{Б.Э}} = y_{21} R_{вых}.$$

Так как

$$y_{21} = \beta y_{11} = \frac{\beta}{R_{вх}} ,$$

то данную формулу можно представить следующим образом:

$$K_{U0} = \beta \frac{R_{вых}}{R_{вх}} .$$

На низких звуковых частотах возрастает влияние разделительной емкости $C_р$, поэтому эквивалентная схема имеет вид, показанный на рис. 93, *в*. Влияние $C_р$ на частотную характеристику такое же, как в ламповом усилителе: с уменьшением частоты коэффициент усиления уменьшается.

Величина $C_р$ определяется по формуле

$$C_р \geqslant \frac{1}{2\pi F_н (R_{вых} + R_{вх.сл}) \sqrt{M_н^2 - 1}} .$$

В транзисторных усилителях для получения таких же частотных искажений, как и в ламповых, требуется намного большая емкость

разделительного конденсатора (единицы и десятки микрофарад). Причиной этому является низкое входное сопротивление последующего каскада.

На рис. 93, *г* показана эквивалентная схема усилителя для высоких частот, где емкости C_{22} и $C_н$ объединены в одну ($C_0 = C_{22} + C_н$). В транзисторном усилителе степень частотных искажений зависит от того, насколько близка частота усиливаемого сигнала к граничной частоте усиления по току f_β. Величина коэффициента частотных искажений в области высоких частот определяется по приближенной формуле

$$M_в \approx \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}.$$

Величина сопротивления коллекторного резистора

$$R_К = \frac{0{,}4E_К}{I_{Кп}},$$

где $I_{Кп}$ — ток покоя коллектора.

Изменение температуры внешней среды приводит к смещению рабочей точки на характеристиках транзистора и, следовательно, к изменению режима усилителя. Уменьшения температурных влияний можно достигнуть применением схемы автоматической стабилизации рабочей точки (рис. 94). Напряжение смещения на базу подается от делителя напряжения *R1* и *R2*, что обеспечивает частичную стабилизацию рабочей точки, так как величина смещения мало зависит от параметров транзистора. Дальнейшая стабилизация режима осуществляется резистором $R_Э$. При повышении температуры стремится увеличиться ток покоя коллектора $I_{Кп}$, ток эмиттера $I_{Эп}$ также возрастает; при этом увеличивается падение напряжения на $R_Э$ и смещение между базой и эмиттером уменьшается. В результате ток $I_{Кп}$ возрастает незначительно. Конденсатор $C_Э$ пропускает переменную составляющую эмиттерного тока.

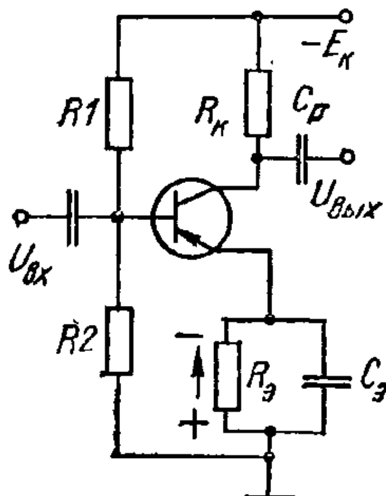


Рис. 94. Схема автоматической стабилизации рабочей точки.

Величина сопротивления:

$$R_Э \approx \frac{(0{,}1 - 0{,}3)\,E_К}{I_{Кп}} \text{ Ом}.$$

Емкость конденсатора

$$C_Э = \frac{1}{2\pi F_н 0{,}1 R_Э} \text{ Ф}.$$

Сопротивление резистора

$$R_2 = (5 \div 15)\,R_{вх}.$$

Значение $R_{вх}$ определяют по входной характеристике транзистора

$$I_Б = f\,(U_{Б.Э}).$$

Ток в цепи делителя $R1R2$ находят из условия

$$I_д = (2 \div 5) I_{Б0},$$

где $I_{Б0}$ — ток базы, соответствующей рабочей точке на динамической характеристике.

Расчет транзисторного усилителя на резисторах. Дано: требуемый коэффициент усиления по мощности; диапазон частот $F_н \div F_в$; допустимые коэффициенты частотных искажений $M_н$, $M_в$; напряжение питания коллекторной цепи $E_К$; данные последующего каскада $U_{m вх.сл}$; $R_{вх.сл}$; $I_{вх.сл}$.

Порядок расчета. 1. Выбирают транзистор. Допустимое коллекторное напряжение должно быть большим величины $E_К$ ($U_{КЭдоп} > E_К$). Граничную частоту транзистора необходимо выбирать из соотношения

$$f_\beta \geqslant \frac{F_в}{\sqrt{M_в^2 - 1}}.$$

Кроме того, необходимо проверить условие

$$I_{Кмакс.доп} > (1,5 \div 2) I_{вх.сл}.$$

2. Определяют величину тока покоя коллектора по формуле

$$I_{Кп} \approx 1,4 I_{вх.сл},$$

сопротивления резисторов

$$R_К = \frac{0,4 E_К}{I_{Кп}}; \quad R_Э = \frac{(0,1 \div 0,3) E_К}{I_{Кп}};$$

емкость

$$C_Э \geqslant \frac{1}{0.2\pi F_н R_э}.$$

3. Рассчитывают напряжение коллектор — эмиттер в режиме покоя

$$U_{КЭ} \approx E_К - I_{Кп} R_К - I_{Кп} R_Э.$$

4. По выходным статическим характеристикам транзистора находят положение рабочей точки ($U_{К.Эп}$; $I_{Кп}$) и определяют соответствующий ток базы $I_{Б0}$.

5. По входным характеристикам транзистора находится характеристика, снятая при напряжении $U_{К.Эп}$, и отмечается положение рабочей точки A, соответствующее току $I_{Б0}$ (рис. 95). Определяются значения $U_{Б.Эп}$ и $R_{вх}$. Для нахождения величины $R_{вх}$ проводят касательную к точке A и находят отношение

$$R_{вх} = \frac{\Delta U_{Б.Э}}{\Delta I_Б}.$$

6. Рассчитывают сопротивления резисторов делителя $R1$ и $R2$. Для этого предварительно определяют ток делителя $I_д$. Тогда

$$R_1 \approx \frac{0,91 E_К - U_{Б.Эп}}{I_{Б0} + I_д};$$

$$R_2 = \frac{0,09 E_К + U_{Б.Эп}}{I_д}.$$

Эквивалентное выходное сопротивление

$$R_{вых} \approx \frac{R_К R_{вх.сл} R_{2сл}}{R_{2сл} R_{вх.сл} + R_К R_{вх.сл} + R_К R_{2сл}},$$

где $R_{2сл}$ — сопротивление делителя напряжения последующего каскада.

7. Определяют коэффициент усиления по напряжению на средних

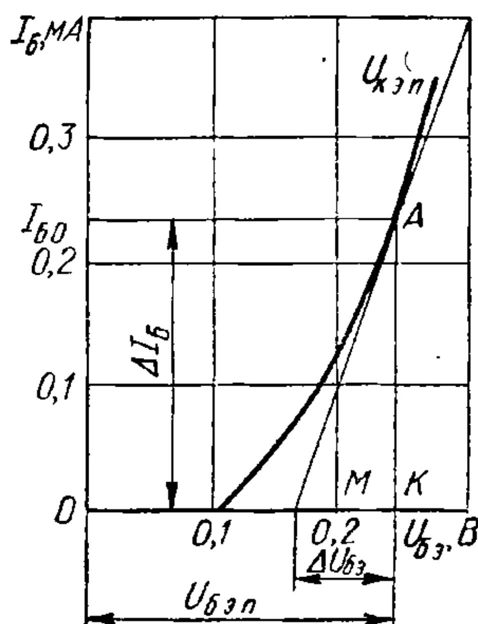


Рис. 95. График для определения $U_{БЭп}$ и $R_{вх}$.

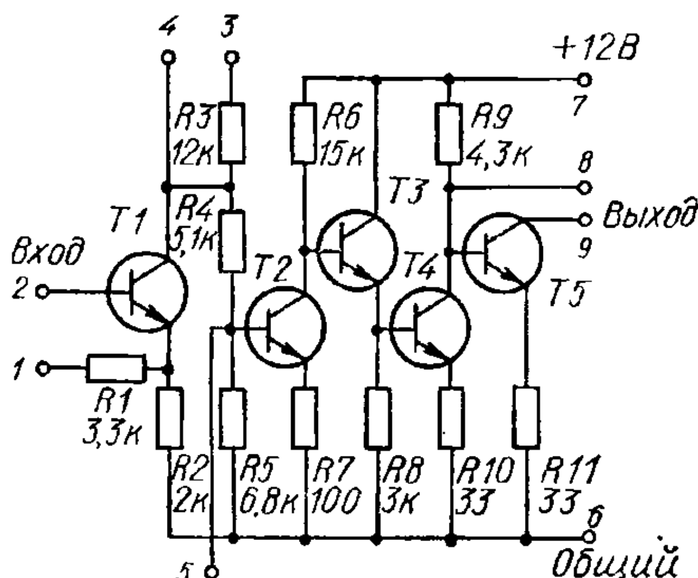


Рис. 96. Микросхема К2УС245.

частотах

$$K_{U0} \approx \beta \frac{R_{вых}}{R_{вх}};$$

коэффициент усиления по мощности

$$K_{P0} = \beta K_{U0}$$

и сравнивают с заданным.

8. Рассчитывают емкость раздельного конденсатора

$$C_P \geqslant \frac{1}{2\pi F_н (R_{вых} + R_{вх.сл}) \sqrt{M_н^2 - 1}}.$$

При включении транзистора по схеме общей базой структура эквивалентной схемы каскада остается такой же, как и при включении с общим эмиттером. Изменяется только ток эквивалентного генератора $I_{ген} = -(y_{21} + y_{22})\, U_{ЭБ}$.

Знак минус свидетельствует об изменении направления тока генератора.

Предварительные усилители сигналов низкой частоты на интегральных микросхемах выполняются обычно по схеме с непосредственными междукаскадными связями (без разделительных конденсаторов). На рис. 96 показана микросхема серии К 224 — К2 УС 245. Ее коэффициент усиления по напряжению $K_U = 140$. Входное сопротивление 15 кОм; коэффициент нелинейных искажений $K_{н.и} \leqslant 3\%$. Напряжение питания $+5{,}0$; -12 В. Принципиальная схема высококачественного предвари-

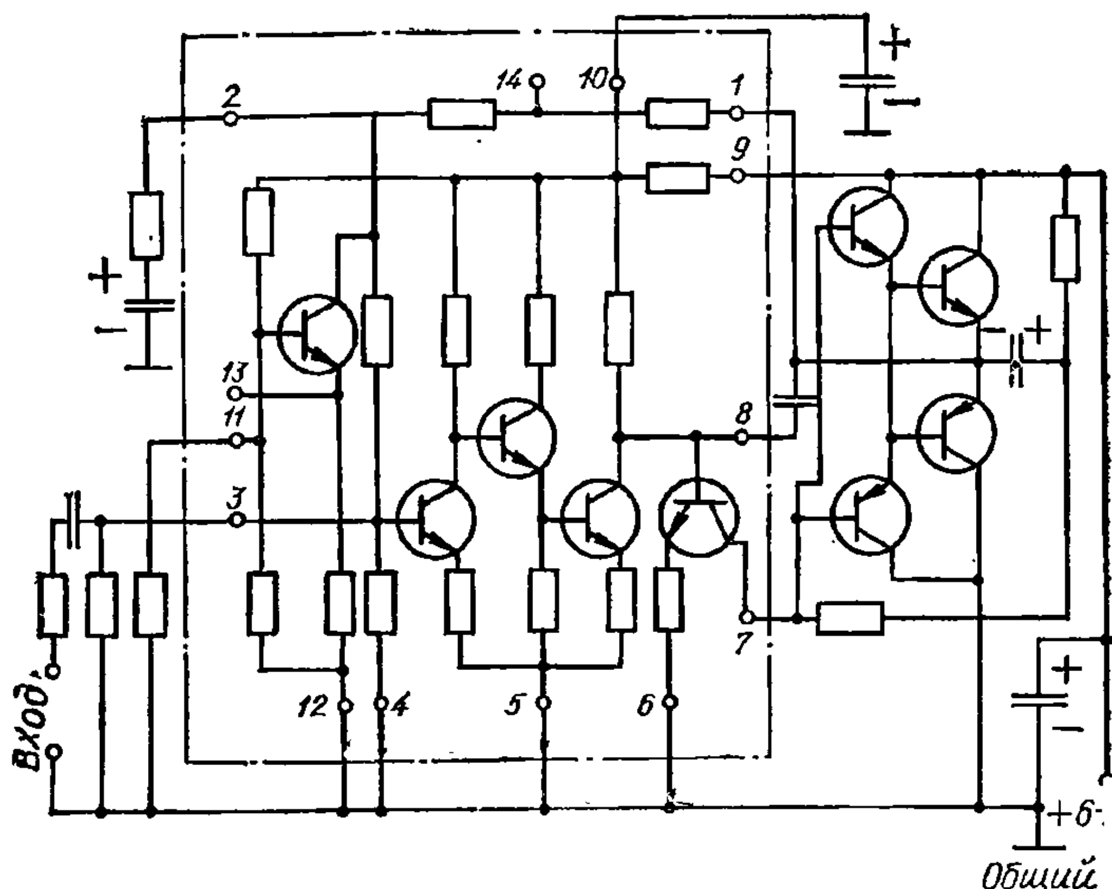


Рис. 97. Микросхема К2УС371.

тельного усилителя низкой частоты на интегральной микросхеме изображена на рис. 97. Микросхема серии 237 — К2 УС 371 имеет следующие параметры: коэффициент усиления $K_U = 60 - 120$; диапазон рабочих частот 60—10000 Гц; неравномерность частотной характеристики не более 6 дБ; коэффициент нелинейных искажений $K_{н.н} \leqslant 0{,}3\%$; напряжение питания + 5,6; — 10 В.

5. Предварительные усилители с трансформаторной связью

Схема транзисторного усилителя с трансформаторной связью приведена на рис. 98. Нагрузкой коллекторной цепи транзистора служит междукаскадный трансформатор МТр. Напряжение смещения на базу *Т*2 снимается с резистора *R*4, который совместно с *R*3 образует делитель напряжения.

В транзисторных усилителях междукаскадные трансформаторные связи применяются для увеличения коэффициента усиления, что достигается согласованием сопротивлений коллекторной цепи и входной цепи последующего каскада.

Коэффициент трансформации, необходимый для согласования сопротивлений,

$$n \approx \sqrt{\frac{R_{вх.сл}}{R_{вых}\eta_{Тр}}},$$

где $R_{вх.сл}$ — входное сопротивление последующего каскада; $R_{вых}$ — выходное сопротивление данного каскада; $\eta_{Тр}$ — к. п. д. трансформатора. Рекомендуемые значения $\eta_{Тр}$ в зависимости от мощности трансформатора приведены в табл. 42.

Величины актнвных сопротивлений первичной н вторнчной обмоток трансформатора:

$$r_1 = \frac{R_{вх}}{2n^2\eta_{Тр}}(1 - \eta_{Тр})\ Ом; \quad r_2 = r_1 n^2\ Ом.$$

Сопротнвленне нагрузки в коллекторной цепи

$$R_К = r_1 + r_2' + R_{вх}' = r_1 + \frac{r^2}{n^2} + \frac{R_{вх}}{n^2}\ Ом.$$

Коэффициент усилення каскада по напряжеиню на средних частотах

$$K_{U0} = \eta_{Тр} n \frac{y_{21}R_К}{1 + y_{22}R_К}.$$

Таблица 42

Значение к. п. д. выходного трансформатора

Мощность трансформатора, Вт	$\eta_{Тр}$
0,1—1	0,7—0,85
1—10	0,8—0,9
10—100	0,9—0,94

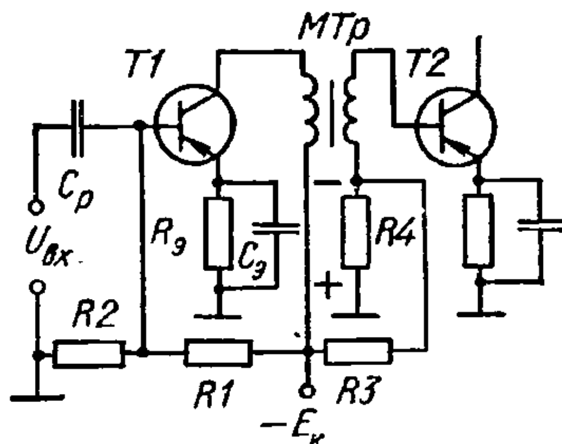


Рис. 98. Схема трансформаторного предварительного усилителя.

Индуктивность первичной обмотки траисформатора, обеспечивающая требуемую велнчину частотных искажений,

$$L_1 \approx \frac{R_К}{2\pi F_н \sqrt{M_н^2 - 1}}\ Г.$$

Примерную велнчину индуктнвности рассеяния трансформатора можно найти из равенства

$$L_s = \sigma L_1 Г,$$

где σ — коэффицнент рассеяння ($\sigma = 0,005 \div 1,01$).

Так как величина индуктнвности L_1 обычно небольшая, то индуктивностью рассеяния можно пренебречь н считать, что коэффнцнент частотных нскажений $M_в$ определяется частотными свойствами транзнстора

$$M_в = \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}.$$

6. Однотактные усилители мощности низкой частоты

Оконченный каскад усилителя должен передавать в нагрузку требуемую мощность при высоком к. п. д. и не вноснть при этом заметных искажений. Оптимальная передача мощности в нагрузку $R_н$ лампового усилителя происходит при условии

$$R_н = 2R_i.$$

Для согласования внутрениего сопротивления R_i с нагрузкой $R_н$ ее подключают к анодной цепи через выходной трансформатор (рис. 99), коэффициент трансформации которого

$$n = \sqrt{\frac{R_н}{2R_i\eta_{тр}}}.$$

Такие виды нагрузки, как динамический громкоговоритель, трансляционная линия, соединительный кабель, характеризуются небольшим сопротивлением (от долей ома до сотен Ом), внутреннее сопротивление лампы измеряется десятками и сотнями килоом, поэтому выходной трансформатор обычно понижающий.

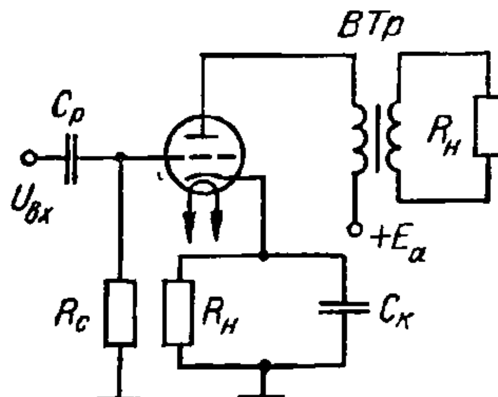
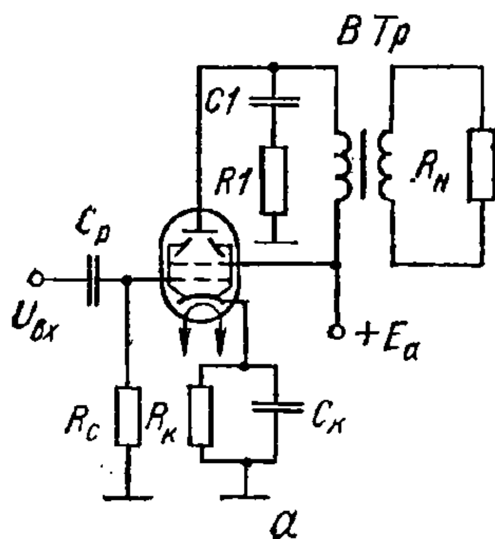


Рис. 99. Схема усилителя мощности на электронной лампе.

Характерной для оконечного каскада является работа на предельных значениях токов и напряжений, что связано с появлением значительных нелинейных искажений и сеточного тока, а также насыщением сердечника трансформатора. Кроме того, в оконечном усилителе возникают частотные искажения, вызываемые реактивностями выходного трансформатора. Таким образом, оконечный каскад является основным источником искажений в усилителе. Для уменьшения нелинейных искажений однотактные усилители напряжения и мощности низкой частоты работают, как правило, в режиме усиления класса *А*.



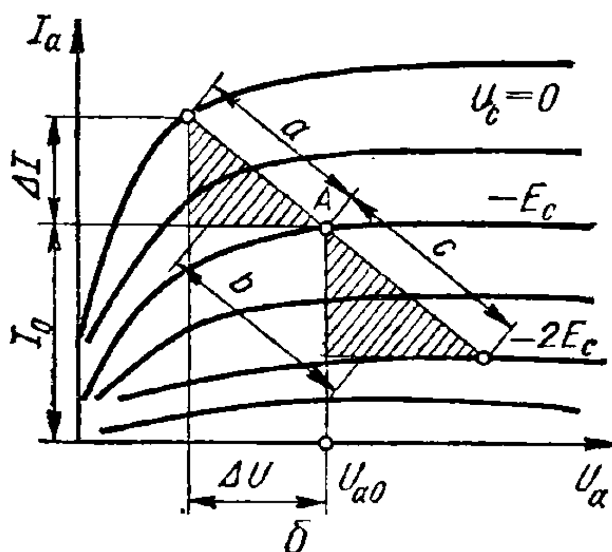


Рис. 100. Однотактный усилитель мощности на лучевом тетроде: *а* — схема; *б* — построение динамической характеристики.

Типичная схема однотактного усилителя мощности на лучевом тетроде приведена на рис. 100, *а*. Конденсатор *С1* и резистор *R1* служат для коррекции частотной характеристики: на высоких звуковых частотах сопротивление конденсатора *С1* уменьшается и, таким образом, «сглаживается» возможный подъем характеристики, обусловленный резонансными свойствами выходного трансформатора. Кроме того, цепочка *C1R1* уменьшает нелинейные искажения, так как делает сопротивление нагрузки независимым от частоты.

Расчет однотактного каскада усиления мощности на экранированной лампе. Дано:

выходная мощность $P_{вых}$; диапазон частот $F_н \div F_в$; сопротивление нагрузки $R_н$; индуктивность нагрузки $L_н$; допустимые коэффициенты частотных искажений $M_н$, $M_в$; допустимый коэффициент нелинейных искажений $K_{н.и}$.

Порядок расчета. 1. Выбирают тип лампы, для чего определяют мощность P_1, которую должна обеспечить лампа с учетом к. п. д. выходного трансформатора,

$$P_1 = \frac{P_{вых}}{\eta_{Тр}}.$$

Величину к. п. д. выбирают из табл. 42.

Из табл. 27 находят параметры лампы $P_{а.доп}$, R_i, $E_а$.

2. Определяют ориентировочное значение мощности, рассеиваемой на аноде лампы,

$$P_а = 0{,}85P_{а.доп}.$$

3. Ток покоя лампы

$$I_{а0} = \frac{P_а}{U_{а0}}.$$

По данным значениям $U_{а0}$ и $I_{а0}$ находят на семействе статических анодных характеристик (рис. 100, *б*) рабочую точку A и соответствующую ей величину напряжения смещения $E_с$.

4. Задаются амплитудой входного сигнала, равной напряжению смещения $U_{mc} = |E_с|$. При такой величине U_{mc} максимальное напряжение на управляющей сетке

$$U_{с.макс} = U_{mc} - E_с = 0,$$

а минимальное

$$U_{с.мин} = -U_{mc} - E_с = -2E_с.$$

Следовательно, динамическая характеристика ограничивается сверху статической характеристикой, снятой при $U_с = 0$, а снизу — характеристикой, снятой при $U_с = -2E_с$.

Затем строят несколько динамических характеристик, проходящих через точку A, и для каждой определяют значения:

$$R_а = \frac{\Delta U_а}{\Delta I_а}; \quad P_1 = \frac{\Delta I_а \Delta U_а}{2} \text{ и } K_{н.н} = \sqrt{\gamma_2^2 + \gamma_3^2},$$

где

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{a-b}{a+b}; \quad \gamma_2 = \frac{1}{2} \frac{2b-(a+c)}{a+b+c}.$$

Принимают динамическую характеристику, при которой обеспечиваются заданные величины P_1 и $K_{н.и}$.

5. Рассчитывают индуктивность

$$L_1 = \frac{R_а}{2\pi F_н \sqrt{M_н^2 - 1}}$$

и индуктивность рассеивания

$$L_s = \frac{R_а + R_i}{2\pi F_в} \sqrt{M_в^2 - 1}.$$

6. Коэффициент трансформацни

$$n = \sqrt{\frac{R_{\text{н}}}{\eta_{\text{Тр}} R_{\text{а}}}}\ .$$

7. Активное сопротивление первичной обмотки

$$r_1 = \frac{R_{\text{а}}}{2}(1 - \eta_{\text{Тр}});$$

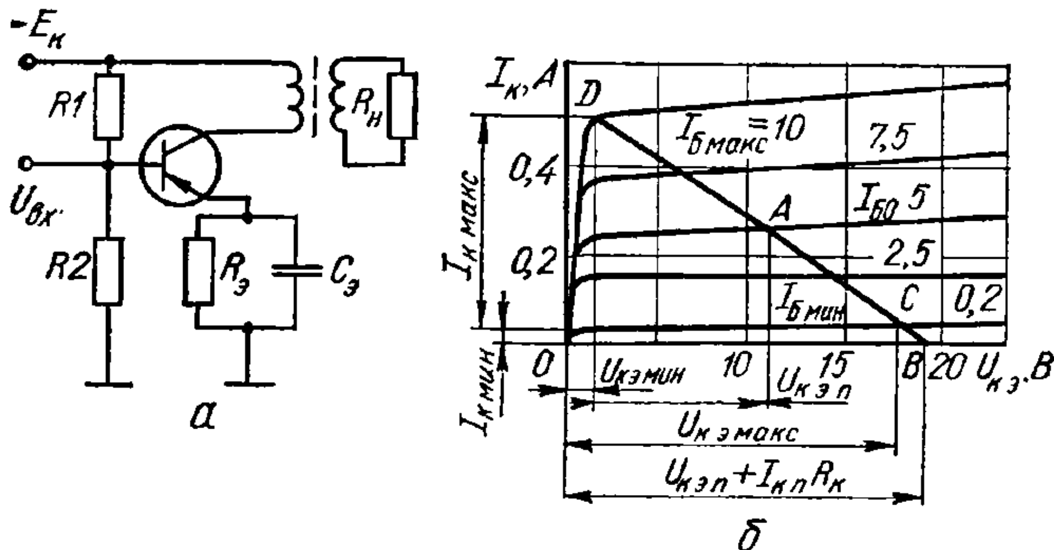


Рис. 101. Однотактный усилитель мощности на транзисторе: *а* — схема; *б* — построение динамической характеристики.

величина напряжеиия источннка анодного питания

$$E_{\text{а}} = U_{\text{а}0} + |E_{\text{с}}| + I_{\text{а}0} r_1.$$

8. Рассчитывают элементы автоматического смещення, фильтра экранирующей сетки и корректирующей цепочки:

$$R_{\text{К}} = \frac{|E_{\text{с}}|}{I_{\text{а}0} + I_{\text{Э}0}}\ \text{Ом};\quad C_{\text{К}} \geqslant \frac{1}{1{,}256 \cdot F_{\text{н}} R_{\text{н}}}\ \text{Ф};$$

$$R_{\text{Э}} = \frac{E_{\text{а}} - U_{\text{Э}}}{I_{\text{Э}0}}\ \text{Ом};\quad C_{\text{Э}} \geqslant \frac{1}{1{,}256 \cdot F_{\text{н}} R_{\text{Э}}}\ \text{Ф};$$

$$R_1 = (2 \div 3)\, R_{\text{а}};$$

$$C_1 = \frac{L_s + \frac{L_n}{n^2}}{R^2}\ .$$

Принципиальная схема однотактного усилителя мощности на траизисторе (рис. 101, *а*) аналогична схеме лампового усилителя.

Расчет однотактного транзисторного усилителя мощности. Дано: выходная мощность $P_{\text{вых}}$; диапазон частот $F_{\text{н}} \div F_{\text{в}}$; сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$; допустимые коэффициенты частотных искажений $M_{\text{н}}$ и $M_{\text{в}}$; допустимый коэффициент нелинейных искажений $K_{\text{н.и}}$.

Порядок расчета. 1. Выбнраюг тип траизистора, для чего определяют величину полезной мощности

$$P_1 = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta_{\text{Тр}}}\ ,$$

ориентировочное значение наибольшей мощности, которая будет выделяться в транзисторе при отсутствии входного сигнала,

$$P_0 \approx \frac{P_1}{0{,}45}.$$

Подбирают транзистор, у которого допустимая мощность, рассеиваемая на коллекторе $P_{Kдоп}$, превышает или равна величине P_0 ($P_0 \leqslant P_{Kдоп}$).

2. Напряжение источника коллекторного питания

$$E_K = (0{,}4 \div 0{,}5)\, U_{КЭмакс.доп}.$$

3. Падение напряжения на первичной обмотке выходного трансформатора

$$\Delta E_{Тр} = 0{,}1 E_K.$$

4. Падение напряжения на резисторе эмиттерной стабилизации

$$\Delta U_Э \approx 0{,}09 E_K.$$

5. Напряжение на коллекторе в режиме покоя

$$U_{К.Эп} = E_K - \Delta E_{Тр} - \Delta U_Э \approx 0{,}81 E_K;$$

коллекторный ток покоя

$$I_{Кп} = \frac{P_K}{U_{К\,Эп}}.$$

6. Сопротивление нагрузки коллекторной цепи

$$R_K = \frac{U^2_{К\,Эп}}{2P_1}.$$

7. На семействе выходных характеристик транзистора строят динамическую характеристику (рис. 101, *б*).

Для этого отмечают рабочую точку *А* с координатами $U_{КЭп}$, $I_{Кп}$. На оси абсцисс отмечают точку *В*, соответствующую напряжению $U_{КЭп} + I_{Кп}R_K$. Через точки *А* и *В* проводят прямую.

В точках пересечения динамической характеристики со статическими (точки *С* и *D* на рис. 101, *б*) определяют минимальные и максимальные значения тока и напряжения коллектора: $I_{Кмин}$, $I_{Кмакс}$, $U_{КЭмин}$, $U_{КЭмакс}$. Определяют значения токов базы, соответствующие токам коллектора,

$$I_{Кмин},\quad I_{К.п},\quad I_{Кмакс}\ (I_{Бмин},\quad I_{Б0},\quad I_{Бмакс}).$$

8. Находят мощность сигнала, отдаваемую усилителем,

$$P_{вых} = 0{,}125\,(I_{Кмакс} - I_{Кмин})^2\, R_K \eta_{Тр}$$

и сравнивают с заданным значением $P_{вых}$.

9. Амплитуда переменной составляющей входного тока, которую должен обеспечить предоконечный каскад,

$$I_{mвх} = \frac{I_{Кмакс} - I_{Кмин}}{2\beta}.$$

10. Точки A, B, C, D переносят с выходных характеристик на входную, снятую при $U_{КЭ} = U_{КЭп}$, и определяют значение $U_{БЭп}$, $U_{БЭмин}$ и $U_{БЭмакс}$ (рис. 102).

Если в семействе входных характеристик нет характеристики, снятой при $U_{КЭ} = U_{КЭп}$, то можно пользоваться любой характеристикой, снятой при напряжении $U_{КЭ}$, отличном от нуля, так как характеристики, снятые при $U_{КЭ} \neq 0$, практически сливаются.

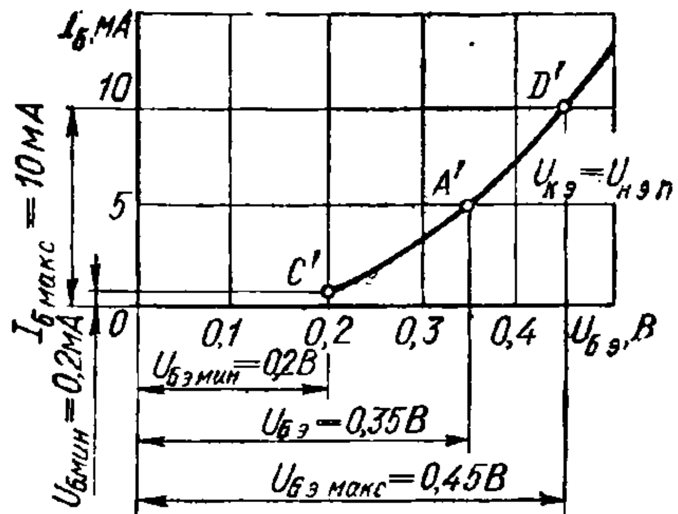


Рис. 102. График для определения значений $U_{БЭп}$, $U_{БЭмин}$, $U_{БЭмакс}$.

11. Амплитуда переменного напряжения

$$U_{mБЭ} = \frac{U_{БЭмакс} - U_{БЭмин}}{2}$$

и ток базы

$$I_{mБ} = \frac{I_{Бмакс} - I_{Бмин}}{2}.$$

12. Входная мощность

$$P_{вх} = \frac{U_{mБЭ} I_{mБ}}{2}$$

и среднее входное сопротивлеине транзистора

$$R_{вх} = \frac{U_{mБЭ}}{I_{mБ}}.$$

13. Коэффициент усиления каскада по мощности

$$K_P = \frac{P_{вых}}{P_{вх}}.$$

Для определения коэффициента иелинейных искажений строят проходиую характеристику транзистора — график завнснмости тока коллектора $I_К$ от э. д. с. эквивалентного генератора входного сигнала U_c. Величииой сопротивления эквивалентного генератора задаются в пределах $R_c = (3 \div 8)\, R_{вх}$.

Проходную динамическую характеристнку (рис. 103) строят по тем же точкам, что и входную. При этом

$$U_c = U_{БЭ} + I_Б R_c.$$

Для примера построим точку D. На рис. 101, б точка D имеет координаты: $I_{К(D)} = 0{,}48$ А; $I_{Б(D)} = 10$ мА. На рис. 102 точка D имеет координаты: $I_{Б(D')} = 10$ мА; $U_{БЭ(D')} = 45$ В, тогда

$$U_{c(D')} = U_{БЭ(D')} + I_{Б(D')} R_c = 0{,}45 + 10 \cdot 10^{-3} R_c.$$

Если $R_c = 150$ Ом, то $U_{c(D)} = 1{,}95$ В, и иа дипамнческой проходой характеристике точка D будет иметь координаты: $I_{К(D'')} = 0{,}48$ А и $U_{c(D'')} = 1{,}95$ В.

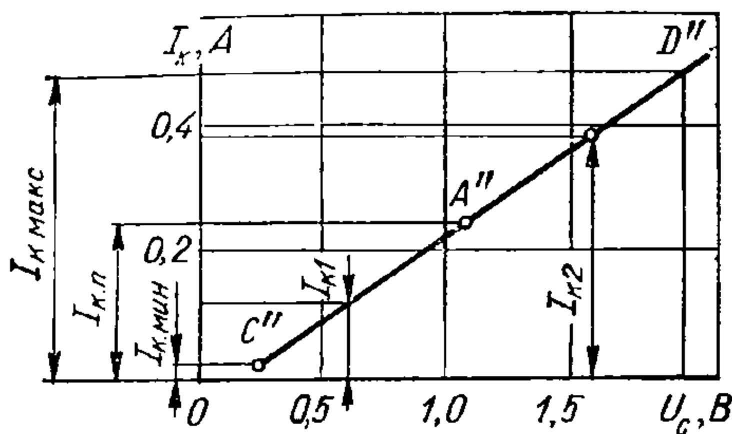


Рис. 103. Проходная динамическая характеристика.

На проходной характеристике отмечают пять значений токов:

$$I_{Кмакс};\quad I_{Кмин};\quad I_{Кп};$$

$$I_{К1} = \frac{I_{Кмакс} - I_{Кмин}}{4};$$

$$I_{К2} \approx \frac{3}{4}(I_{Кмакс} - I_{Кмин}),$$

соответствующих рабочей точке, амплитудам и половинам амплитуд входного сигнала. Вычисляют амплитуды токов гармоник:
первой

$$I_{m1} = \frac{(I_{Кмакс} - I_{Кмин}) + (I_{К2} - I_{К1})}{3};$$

второй

$$I_{m2} = \frac{0{,}5\,(I_{Кмакс} + I_{Кмин}) - I_{Кп}}{2};$$

третьей

$$I_{m3} = \frac{(I_{Кмакс} - I_{Кмин}) - 2\,(I_{К2} - I_{К1})}{6};$$

четвертой

$$I_{m4} = \frac{I_{Кмакс} - I_{Кмин} - 4\,(I_{К2} + I_{К1}) + 6I_{Кп}}{12}$$

и среднее значение тока

$$I_{ср} = \frac{(I_{Кмакс} + I_{Кмин}) + 2\,(I_{К2} + I_{К1})}{6}.$$

Тогда коэффициент нелинейных искажений

$$K_{н.и} = \frac{\sqrt{I_{m2}^2 + I_{m3}^2 + I_{m4}^2}}{I_{m1}} \cdot 100\%.$$

Если $K_{н.и}$ больше заданного значения $K_{н.и.доп}$, то нужно увеличить $R_с$ и провести расчет снова.

15. Коэффициент трансформации выходного трансформатора

$$n = \sqrt{\frac{R_н}{R_К \eta_{Тр}}};$$

сопротивления обмоток выходного трансформатора

$$r_1 = \frac{R_К}{2\eta_{Тр}}(1 - \eta_{Тр});\quad r_2 = \frac{R_н}{2\eta_{Тр}}(1 - \eta_{Тр});$$

индуктивность

$$L_1 = \frac{R_н + r_1}{2\pi F_н n^2 \sqrt{M_н^2 - 1}}.$$

16. Рассчитывают элементы цепочки термостабилизации (делителя $R1$, $R2$; резистора $R_Э$ и конденсатора $C_Э$):

$$R_1 \approx \frac{0{,}91E_К - U_{БЭп}}{I_{Б0} + I_д}; \quad R_2 \approx \frac{0{,}09E_К + U_{БЭп}}{I_д},$$

где $I_д$ — ток делителя, равный $(2 \div 5)\, I_{Б0}$;

$$R_Э = \frac{(0{,}1 \div 0{,}3)\, E_К}{I_{Кп}}; \quad C_Э = \frac{1}{0{,}2\pi F_н R_Э}.$$

17. Определяют полную мощность, потребляемую каскадом от источника питания,

$$P_0 = E_К\,(I_{ср} + I_д)$$

и к. п. д. каскада

$$\eta = \frac{P_{вых}}{P_0}.$$

7. Двухтактные усилители

К основным преимуществам двухтактной схемы усилителя относятся: возможность работы в экономичных режимах AB и B без значительных нелинейных искажений, уменьшение размеров выходного трансформатора и облегчение требований к фильтрам в цепях питания.

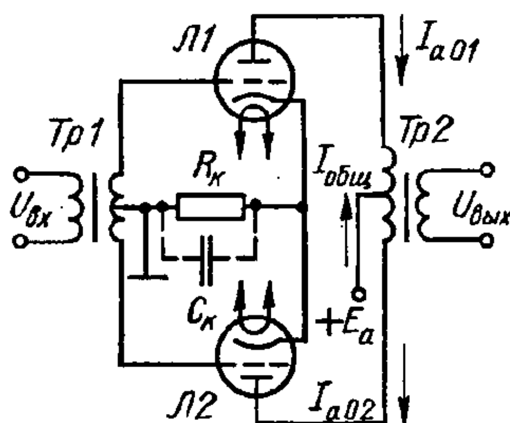


Рис. 104. Двухтактная схема лампового усилителя.

Двухтактная схема лампового усилителя с входным трансформатором показана на рис. 104. В схеме применяются однотипные лампы, поэтому $I_{a0} = I_{a02} = I_{a01}$.

При работе двухтактного усилителя в режиме A величина напряжения смещения E_c соответствует расположению рабочих точек на прямолинейных участках ламповых характеристик. Токи покоя I_{a01} и I_{a02} протекают через общий провод анодного питания в одном направлении, поэтому

$$I_{общ} = I_{a01} + I_{a02} = 2I_{a0}.$$

Так как токи I_{a01} и I_{a02} проходят через первичную обмотку выходного трансформатора в противоположных направлениях, результирующий магнитный поток первичной обмотки равен нулю.

Условием нормальной работы двухтактной схемы является питание сеточных цепей ламп $Л1$ и $Л2$ в противофазе. Если на сетку $Л1$ с входного трансформатора поступает переменное синусоидальное напряжение $U_{c1} = U_{mc} \sin \omega t$, то на сетке $Л2$ $U_{c2} = U_{mc} \sin(\omega t + 180°)$.

В режиме A анодный ток состоит из постоянной и переменной составляющих:

$$I_{a1} = I_{a0} + I_{a\sim} \sin \omega t;$$

$$I_{a2} = I_{a0} + I_{a\sim} \sin (\omega t + 180°) = I_{a0} - I_{a\sim} \sin \omega t.$$

В общем проводе анодного питания

$$I_{общ} = I_{a1} + I_{a2} = 2I_{a0},$$

т. е. в общем проводе отсутствует переменная составляющая анодного тока. Через первичную обмотку выходного трансформатора $Тр2$ токи I_{a1} и I_{a2} проходят в противоположных напряжениях, поэтому ток нагрузки

$$I_{н} = I_{a1} - I_{a2} = 2I_{a\sim} \sin \omega t,$$

т. е. в нагрузке отсутствует постоянная составляющая анодного тока и, следовательно, нет постоянного подмагничивания сердечника. Переменные составляющие в нагрузке суммируются, обеспечивая увеличение полезной мощности вдвое.

Направление переменной составляющей анодного тока определяется знаком изменения анодного тока.

Принято считать, что при возрастании тока переменная составляющая протекает в лампе от анода к катоду, а при убывании — от катода к аноду.

Режим B характеризуется углом отсечки анодного тока $\theta = 90°$. В этом случае лампы работают поочередно: каждая отпирается на время одного полупериода входного напряжения. Последнее дает возможность получить незначительные искажения формы усиливаемого сигнала.

При режимах B и AB анодный ток имеет форму импульсов, которые аналитически могут быть представлены в виде ряда Фурье. Анализ показывает, что в общем питающем проводе отсутствуют нечетные гармоники, а в нагрузке нет постоянной составляющей и четных гармоник.

Коэффициент нелинейных искажений для двухтактной схемы при идеальной симметрии плеч

$$K_{н.н} = \frac{I_{m3}}{I_{m1}}.$$

Однако из-за асимметрии плеч схемы в формуле для $K_{н.н}$ необходимо учитывать влияние второй и четвертой гармоник. С этой целью вводится коэффициент ассиметрии b, показывающий, насколько анодный ток лампы одного плеча больше анодного тока лампы другого плеча:

$$I_{a1} = I_{a2}(1 + b).$$

Значение коэффициента b зависит от типа усилительных элементов и от условий их работы. Для каскадов на электронных лампах небольшой мощности (до нескольких десятков ватт) значение b может достигать 0,15—0,2.

В мощных каскадах (сотни ватт и выше), работающих в режиме B, величина b не превышает 0,07.

Коэффициент нелинейных искажений с учетом асимметрии определяется по формуле

$$K_{н.н} \approx \sqrt{\frac{(bI_{m2})^2 + I_{m3}^2 + (bI_{m4})^2}{I_{m1}^2}}.$$

Двухтактный усилитель, работающий в режиме A, рассчитывается так же, как однотактный усилитель мощности, но при расчете следует в формулы подставлять значения $R_а$ и R_i. Сопротивление резистора в цепи смещения определяется по формуле

$$R_к = \frac{|E_с|}{2(I_{а0} + I_{э0})},$$

где $I_{э0} \approx (0{,}2 \div 0{,}25)\, I_{а0}$.

При хорошей симметрии схемы конденсатор $C_к$ можно не включать.

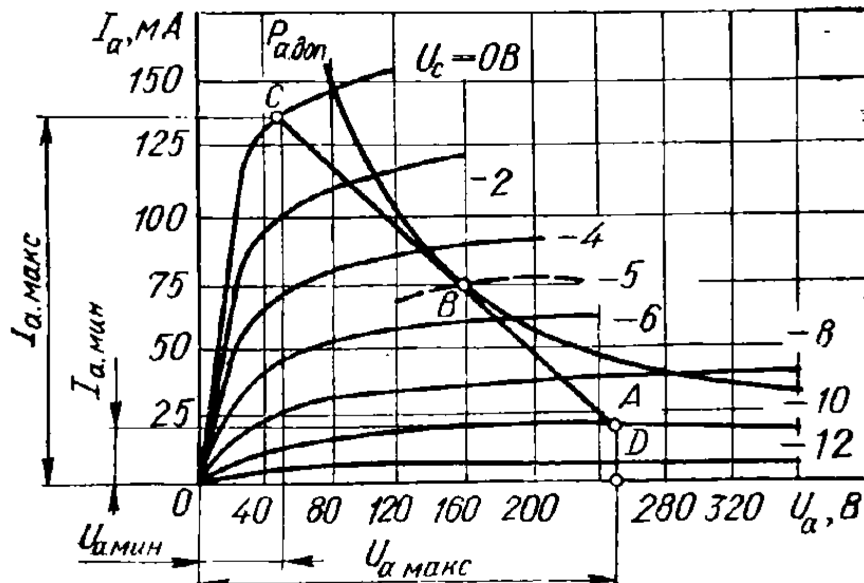


Рис. 105. Построение динамической характеристики для режимов AB и B.

Если две лампы не обеспечивают требуемой полезной мощности, то применяют параллельное соединение m ламп в плечах:

$$m \geqslant \frac{P_{вых}}{P_л},$$

где $P_{вых}$ — требуемая выходная мощность; $P_л$ — полезная мощность одной лампы.

В этом случае полезная мощность, которую должна отдавать каждая лампа,

$$P'_{вых.л} = \frac{P_{вых}}{2m\eta_{тр}}.$$

В режимах AB и B динамическую характеристику строят следующим образом (рис. 105). Максимальное напряжение на аноде $U_{а\,макс}$ в режиме покоя принимают равным величине $U_{а.доп}$ и отмечают соответствующую точку D на оси абсцисс. Находят точку перегиба статической характеристики, снятой при $U_с = 0$ (точка C). Из точки C проводят касательную к линии максимально допустимой мощности на аноде лампы, а из D восстанавливают перпендикуляр. Точка пересечения касательной с перпендикуляром определяет рабочую точку A. По динамической характеристике можно найти значения

$$U_{ma} = U_{а.макс} - U_{а.мин}$$

и

$$I_{ma} = I_{а.макс} - I_{а.мин}.$$

Расчетная мощность, отдаваемая каждой лампой,

$$P_{\text{вых.л.р}} = \frac{U_{ma} I_{ma}}{4}.$$

Необходимо, чтобы $P_{\text{вых.л.р}} > P_{\text{вых.л}}$.

Для определения постоянной составляющей анодного тока лампы можно пользоваться приближенной зависимостью

$$I_{a0} \approx 0{,}32 I_{\text{а.макс}} + 0{,}43 I_{\text{а.мин}}.$$

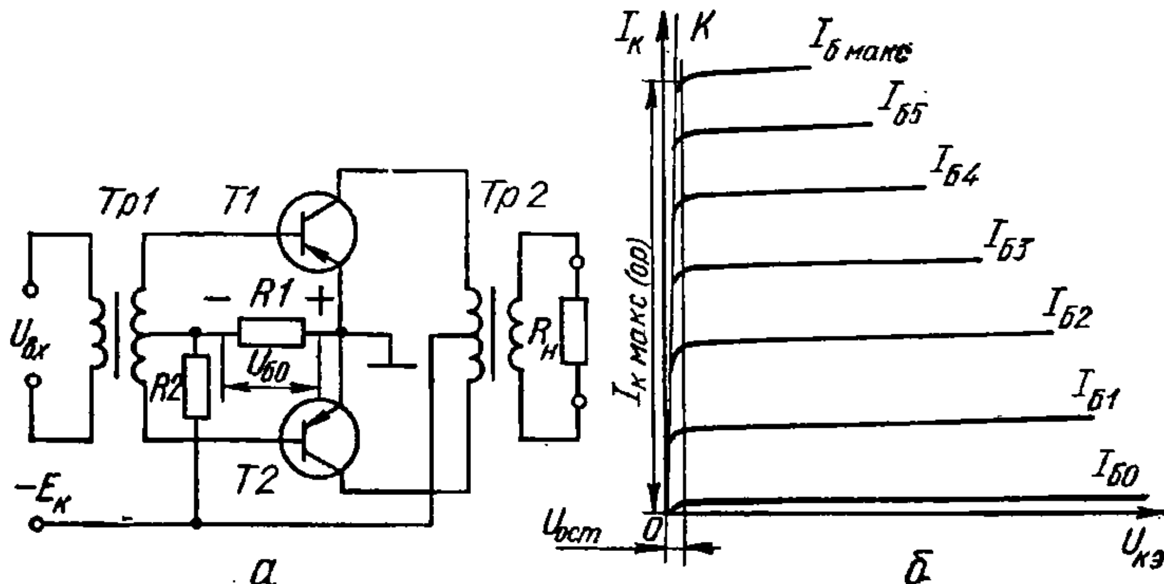


Рис. 106. Двухтактный транзисторный усилитель с общим эмиттером; *а* — схема; *б* — семейство выходных характеристик.

Необходимое сопротивление нагрузки в анодной цепи

$$R_{\text{а.опт}} = \frac{4U_{ma}}{m I_{ma}}.$$

Формулы для расчета $r_1 E_a$, L, n аналогичны формулам для расчета однотактного усилителя мощности.

Двухтактная схема транзисторного усилителя с общим эмиттером приведена на рис. 106, *а*. Специфика характеристик транзистора обусловливает режим *В* даже без подачи смещения на базу. При этом в режиме покоя в цепи коллектора протекает минимальный ток $I_{К0}$. Такой режим обеспечивает получение наибольшей мощности, но могут возникнуть недопустимые нелинейные искажения. Поэтому часто на базу транзистора подают небольшое напряжение смещения $U_{Б0}$ от делителя $R1$, $R2$. Величину $U_{Б0}$ выбирают такой, чтобы ток покоя транзистора I_0' составлял $(0{,}05 \div 0{,}1)\, I_{\text{макс}}$.

Расчет двухтактной схемы с общим эмиттером в режиме *В*.

Дано: выходная мощность $P_{\text{вых}}$; диапазон частот $F_н \div F_в$; допустимый коэффициент частотных искажений $M_н$; допустимый коэффициент нелинейных искажений $K_{н.и}$; сопротивление нагрузки $R_н$.

Порядок расчета. 1. Выбирают тип транзистора по мощности

$$P_{\sim} = \frac{P_{\text{вых}}}{2\eta_{\text{Тр}}}.$$

К. п. д. выходного трансформатора определяют по табл. 42.

2. Напряжение источника коллекторного питания

$$E_К = (0{,}35 \div 0{,}4)\, U_{К\,Э\,доп};$$

ориентировочное максимальное значение коллекторного тока

$$I_{Кмакс(ор)} \approx \frac{P_\sim}{0{,}5E_К}\ .$$

3. Остаточное напряжение на коллекторе определяют графически. На семействе выходных характеристик (рис. 106, *б*) по току $I_{Кмакс(ор)}$ на-

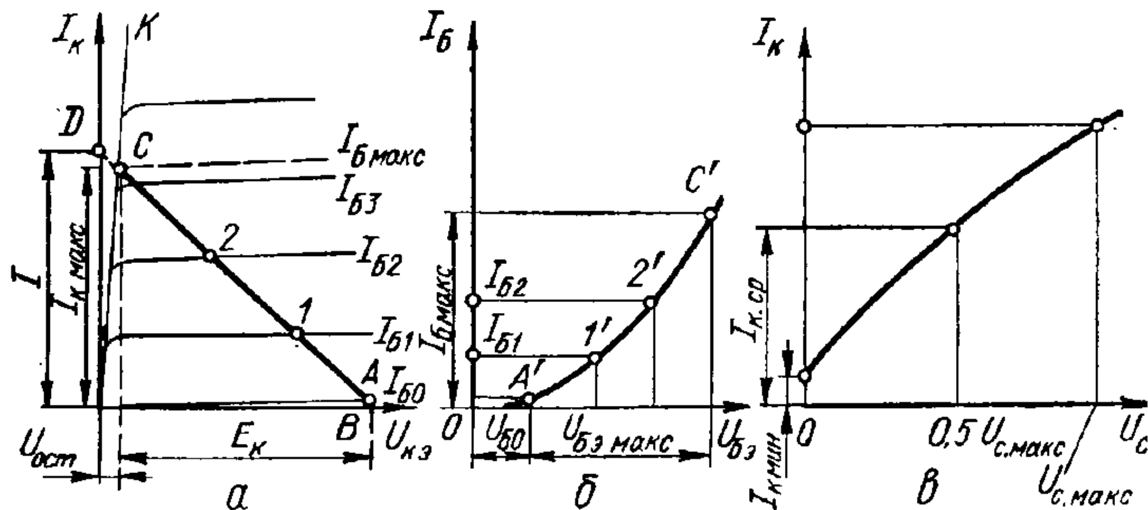


Рис. 107. Построение динамической характеристики транзистора.

ходят величину $U_{ост}$, соответствующую значению $I_{Кмакс(ор)}$, на линии отсечки *OK*.

4. Рассчитывают сопротивление нагрузки одного плеча выходной цепи переменному току

$$R'_К \approx 0{,}5\,\frac{(E_К - U_{ост})^2}{P_\sim}$$

и строят выходную динамическую характеристику (рис. 107, *а*).

Нагрузочную прямую проводят через точку *B*, соответствующую напряжению $E_К$ на горизонтальной оси, и точку *D*, соответствующую току $I = \frac{E_К}{R'_К}$ на вертикальной оси. Максимальное значение коллекторного тока соответствует точке пересечения нагрузочной прямой с линией отсечки (точка *C*).

Восстанавливают перпендикуляр из точки *B*. Точка пересечения перпендикуляра с ближайшей статической характеристикой определяет рабочую точку *A*.

5. Проверяют мощность, отдаваемую каскадом,

$$P_\sim = 0{,}5\,(I_{Кмакс})^2\, R'_К.$$

Если мощность недостаточна, следует уменьшать величину $R'_К$.

6. Переносят на семейство входных характеристик точки *A* и *C* (рис. 107, *б*). Амплитуду входного сигнала $U_{БЭмакс}$ определяют как разность входных напряжений, соответствующих точке покоя *A′* и точке *C′*

входной характеристики. Величину $I_{Бмакс}$ находят из характеристик либо по формуле

$$I_{Бмакс} \approx \frac{I_{Кмакс}}{2\beta},$$

где β — коэффициент усиления по току транзистора.

7. Средняя величина входного сопротивления транзистора

$$R_{вх} = \frac{U_{Б.Эмакс}}{I_{Бмакс}}.$$

8. Для определения коэффициента нелинейных искажений строят сквозную динамическую характеристику. Для этого задаются внутренним сопротивлением эквивалентного генератора входного сигнала

$$R_c \approx R_{вх} = (20 \div 25) \text{ Ом}.$$

Пользуясь выходными и входными динамическими характеристиками, определяют для нескольких точек значения $U_{К.Э}$, $I_К$, $I_Б$ и $U_{Б.Э}$ (точки *1*, *2*, *С* на рис. 107, *а*). Затем определяются величины э. д. с. эквивалентного генератора для различных значений $U_{Б.Э}$ и $I_б$, соответствующих точкам *1*, *2*, *С*, по формуле

$$U_c = U_{Б.Э} + I_Б R_c.$$

По полученным данным строят график зависимости $I_К = f(U_c)$ (рис. 107, *в*).

Задавшись значениями $U_{с.макс}$, 0,5 $U_{с.макс}$ и $U_c = 0$, по сквозной характеристике определяют соответствующие им величины $I_{к.макс}$, $I_{К.ср}$ и $I_{К.мин}$.

Рассчитывают амплитуды гармоник:

первой

$$I_{m1} = \frac{[(1+b)\,I_{К.макс} + (1-b)\,I_{К.макс}] + [(1+b)\,I_{К.ср} + (1-b)\,I_{К.ср}]}{3}$$

второй

$$I_{m2} = \frac{0{,}5\,[(1+b)\,I_{К.макс} - (1-b)\,I_{К.макс}] - 4bI_{К.мин}}{2};$$

третьей

$$I_{m3} = \frac{[(1+b)\,I_{К.макс} + (1-b)\,I_{К.макс}] - 2\,[(1+b)\,I_{К.ср} + (1-b)\,I_{К.ср}]}{6};$$

четвертой

$$I_{m4} = \frac{[(1+b)\,I_{К.макс} - (1-b)\,I_{К.макс}] - 4\,[(1+b)\,I_{К.ср} - (1-b)\,I_{К.ср}] + 12bI_{К.мин}}{12}.$$

Тогда коэффициент нелинейных искажений

$$K_{н.и} = \frac{\sqrt{I_{m2}^2 + I_{m3}^2 + I_{m4}^2}}{I_{m1}} \cdot 100\%.$$

9. Определяют параметры выходного трансформатора (одной половины): коэффициент трансформации

$$n' = \sqrt{\frac{R_н}{\eta_{Тр} R_к'}};$$

сопротивления первичной и вторичной обмоток

$$r_1' = 0{,}58 R_к' (1 - \eta_{тр});$$

$$r_2 = 0{,}42 R_н \frac{1 - \eta_{Тр}}{\eta_{Тр}};$$

индуктивность первичной обмотки

$$L_1' \approx \frac{R_к' - r_1'}{2\pi F_н \sqrt{M_н^2 - 1}}.$$

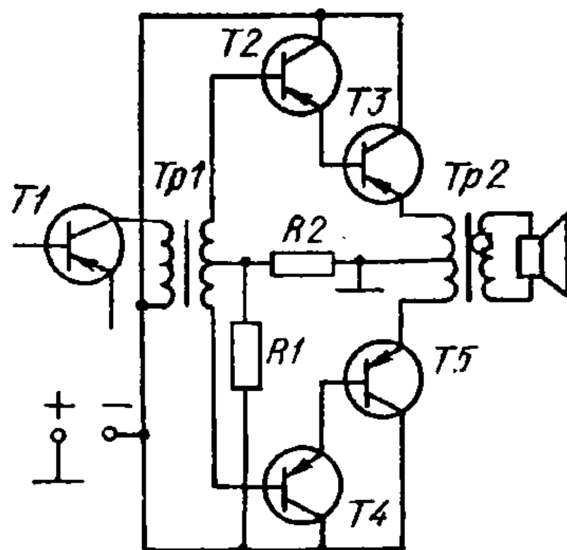


Рис. 108. Схема двухтактного транзисторного усилителя с общим коллектором.

Двухтактный усилитель мощности может быть построен по схеме с общим коллектором (рис. 108). В данной схеме применены составные транзисторы. Большой коэффициент усиления по току составных транзисторов обеспечивает увеличение выходной мощности, а значительное входное сопротивление снижает мощность, потребляемую от предоконечного каскада.

8. Фазоинверсные каскады усилителей

Для питания входной цепи двухтактного усилителя требуется напряжение, симметричное относительно общей точки. Такое напряжение можно получить, применяя входной трансформатор со средней точкой. Однако применение входного трансформатора приводит к дополнительным частотным искажениям и конструктивным неудобствам.

Симметричное напряжение можно получить, применив фазоинверсный каскад. Простейшим фазоинвертором является усилитель с разделенной нагрузкой (рис. 109). Нагрузочное сопротивление $R_а$ разделено между анодной и катодной цепями. Напряжение, снимаемое с анода лампы, изменяется в противофазе с сеточным напряжением, а напряжение на катодном резисторе $\left(R_к = \frac{R_а}{2}\right)$ — в одинаковой фазе с сеточным. Поэтому напряжения на сетках ламп *Л2* и *Л3* сдвинуты по фазе на угол 180°.

Коэффициент усиления на средних частотах определяется по формуле

$$K_{U0} = \frac{\mu R_{а\sim}}{R_i + (2 + \mu) R_{а\sim}},$$

где

$$R_{а\sim} = \frac{R_к R_{с2}}{R_к + R_{с2}}.$$

Величииа коэффициента усиления меньше единицы, что является существенным иедостатком данной схемы.

Лучшие показатели имеет самобалансирующийся фазоинверсный каскад (рис. 110), в котором для изменения фазы напряжения служит дополнительная лампа. Переменная составляющая анодного тока лампы *Л1* проходит через конденсатор $C_{р1}$ и резисторы $R1$, $R2$, $R_{бал}$, $R_{к1}$, создавая на них падеиие напряжения с полярностью, указанной на рисунке.

Напряжение с резистора $R2$ поступает на сетку лампы *Л2*. Величина сопротивления $R2$ рассчитывается так, чтобы снимаемое с иего

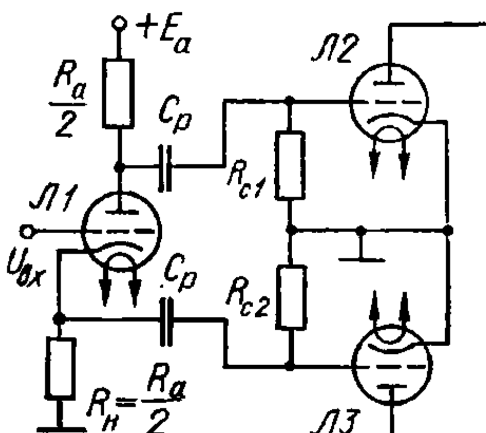


Рис. 109. Схема усилителя с разделенной нагрузкой на лампах.

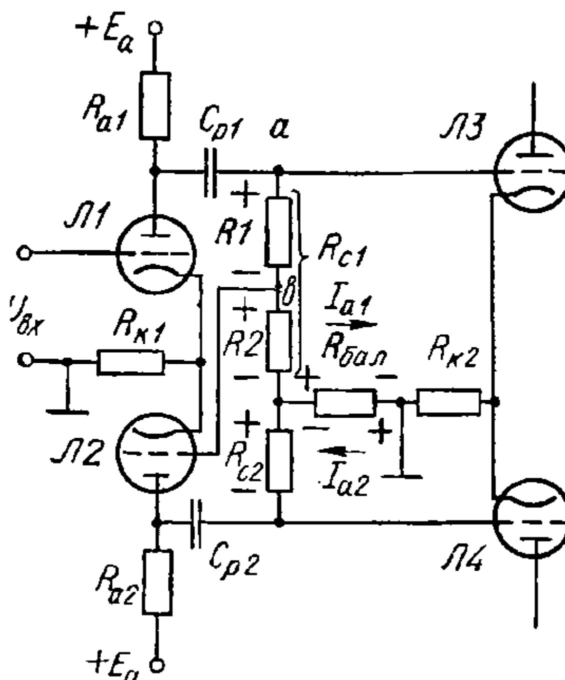


Рис. 110. Схема самобалансирующегося фазоинверсного каскада.

напряжение было равно напряжению сигнала, подаваемого на сетку *Л1*. Переменная составляющая анодного тока *Л2* проходит через $R_{к1}$, $R_{бал}$, $R_{с2}$ и $C_{р2}$, создавая на резисторах падение напряжения с полярностью, показанной на рисунке. При одинаковых параметрах ламп *Л1*, *Л2* и условии $R_{а1} = R_{а2}$, $R_{с1} = R_{с2}$ на управляющие сетки двухтактного усилителя поступают напряжения, равные по амплитуде и противоположные по фазе.

Резистор $R_{бал}$ служит для самобалансирования схемы в случае возникновения асимметрии. Пусть, например, переменная составляющая анодного тока $I_{а1}$ станет большей, чем переменная составляющая $I_{а2}$. В результате переменное напряженне на сетке лампы *Л3* увеличнвается по сравнению с напряжением на сетке *Л4*. При этом за счет неравенства токов $I_{а1}$, $I_{а2}$ на резисторе $R_{бал}$ возникает падение напряжения, которое будет суммироваться с напряжением на $R2$, и анодный ток $I_{а2}$ возрастает. Величину сопротивления резистора $R2$ можно иайти из формулы

$$K = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{R_{c1}}{R_{c2}},$$

откуда

$$R_2 = \frac{R_{c1}}{K},$$

где K — коэффициент усиления каскада на лампе *Л1* или *Л2*.

Схема фазоинверсного каскада с разделенной нагрузкой на тран-

зисторе показана на рис. 111. Так же, как в аналогичной ламповой схеме, коэффициент усиления по напряжению меньше единицы.

Если известны токи, потребляемые базовыми цепями транзисторов двухтактной схемы $I_{m\text{вх.сл}}$, и амплитуда входного напряжения двухтактной схемы $U_{m\text{вх.сл}}$, то ориентировочное значение сопротивления

$$R_{\text{К(ор)}} \approx \frac{0{,}3E_{\text{К}}}{1{,}5I_{m\text{вх.сл}}}.$$

Максимальный ток в цепи коллектора фазионвертора

$$I_{\text{Кмакс}} = I_{m\text{вх.сл}} + \left(\frac{U_{m\text{вх.сл}}}{R_{2\text{сл}}}\right) + \left(\frac{U_{m\text{вх.сл}}}{R_{1\text{сл}}}\right) + \left(\frac{U_{m\text{вх.сл}}}{R_{\text{К(ор)}}}\right),$$

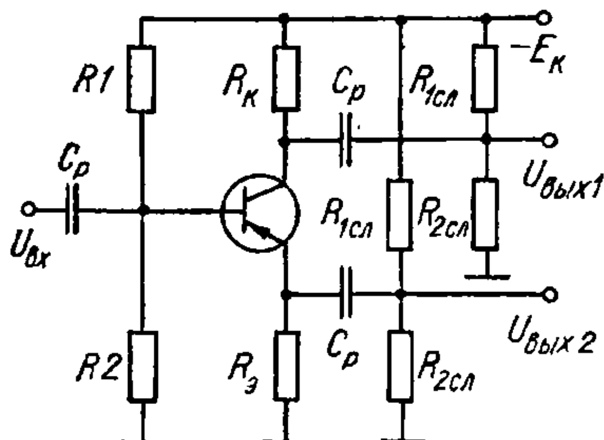


Рис. 111. Схема усилителя с разделенной нагрузкой на транзисторе.

где $R_{1\text{сл}}$ и $R_{2\text{сл}}$ — сопротивление резисторов делителя в цепи базы следующего каскада.

Минимальный ток покоя коллектора инверсного каскада

$$I_{\text{К0мин}} = (1{,}05 \div 1{,}2)\, I_{\text{К.макс}}.$$

Необходимые значения $R_{\text{К}}$ и $R_{\text{Э}}$ определяются из выражения

$$R_{\text{К}} = R_{\text{Э}} = \frac{0{,}3E_{\text{К}}}{I_{\text{К0мин}}}.$$

9. Отрицательная обратная связь в усилителях сигналов низкой частоты

Передача энергии выходных колебаний усилителя на его вход называется обратной связью.

По способу подачи обратной связи различают обратную связь по напряжению и обратную связь по току. В первом случае напряжение обратной связи $U_{\text{о.с}}$ пропорционально величине выходного напряжения усилителя, во втором случае — пропорционально току, протекающему через нагрузку усилителя.

Схема обратной связи может быть последовательной, параллельной или смешанной и различается способом введения напряжения обратной связи во входную цепь.

В усилителях широко применяется отрицательная обратная связь, при которой напряжение обратной связи противоположно по фазе напряжению входного сигнала. Отрицательная обратная связь улучшает работу усилителя: уменьшает степень нелинейных и частотных искажений, повышает устойчивость, а также влияет на величину входного и выходного сопротивления. Недостатком отрицательной обратной связи является снижение коэффициента усиления, так как напряжение обратной связи вычитается из входного сигнала.

Основная характеристика обратной связи — коэффициент передачи β, показывающий, какая часть напряжения с выхода усилителя снова

поступает на его вход:

$$\beta = \frac{U_{о.с}}{U_{вых}}.$$

Коэффициент усиления усилителя без учета обратной связи

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх'}},$$

где

$$U_{вх'} = U_{вх} - U_{о.с},$$

а с учетом обратной связи

$$K_{Uо.с} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{K_U}{1 + K_U\beta},$$

т. е. коэффициент усиления усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, меньше коэффициента усиления без обратной связи.

Величину $(1 + \beta K_U)$ называют глубиной обратной связи.

В усилителях с отрицательной обратной связью уменьшаются коэффициенты нелинейных, частотных и фазовых искажений в $(1 + \beta K_U)$ раз и во столько же раз уменьшаются напряжения шумов и помех, возникающих в каскадах, охваченных обратной связью.

При наличии отрицательной обратной связи увеличение напряжения любой частоты на выходе немедленно вызовет возрастание напряжения обратной связи, а это в свою очередь приведет к снижению усиления. Аналогичный процесс происходит и при снижении усиления на каких-либо частотах. Примерный вид частотной характеристики усилителя без обратной связи и при отрицательной обратной связи показан на рис. 112.



Рис. 112. Частотные характеристики усилителя.

Фазовые искажения появляются в результате включения реактивных сопротивлений. Поэтому фазовая характеристика обычно линейна в той области частот, в которой усилитель обеспечивает равномерное усиление. Следовательно, улучшение формы частотной характеристики за счет введения отрицательной обратной связи улучшает также форму и фазовой характеристики.

В зависимости от допустимого уровня нелинейных искажений отрицательной обратной связью может быть охвачен один или несколько каскадов усилителя.

При небольшом количестве каскадов отрицательной обратной связью охватывают нечетное количество каскадов, так как каждый каскад изменяет фазу входного напряжения на 180°. Если напряжение обратной связи снимается с части вторичной обмотки выходного трансформатора, в цепь обратной связи можно включать четное количество каскадов.

Простейшие схемы с отрицательной обратной связью по напряжению лампового и транзисторного усилителей показаны на рис. 113, *а*. Выходное напряжение каскада приложено к делителю *R1*, *R2*. Напряжение обратной связи вводится во входную цепь с резистора *R2*. Коэф-

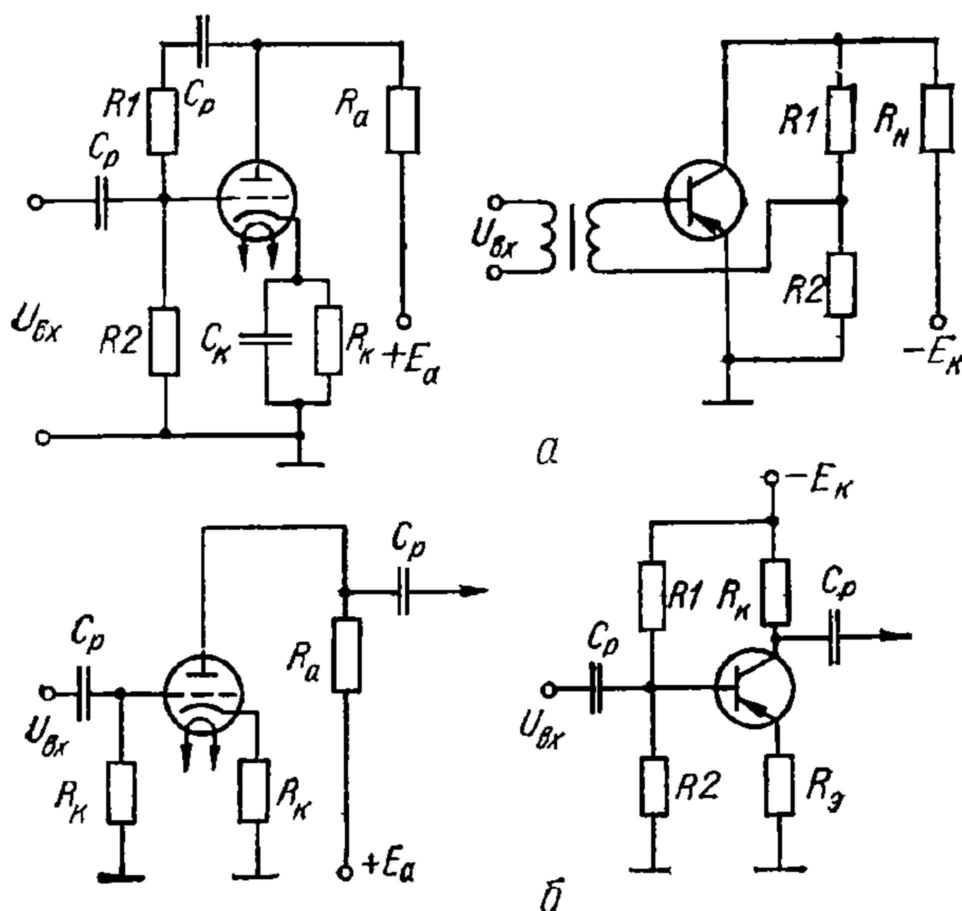


Рис. 113. Схемы лампового и транзисторного усилителей с отрицательной обратной связью: *а* — по напряжению; *б* — по току.

фициент обратной связи для этой схемы

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

На рис. 113, *б* показаны схемы усилителей с отрицательной обратной связью по току. Напряжение обратной связи выделяется на катодном резисторе $R_к$, не шунтированном емкостью, и на эмиттерном сопротивлении $R_э$.

Входное сопротивление усилителя, охваченного отрицательной обратной связью, зависит от способа подачи напряжения $U_{о.с}$. При

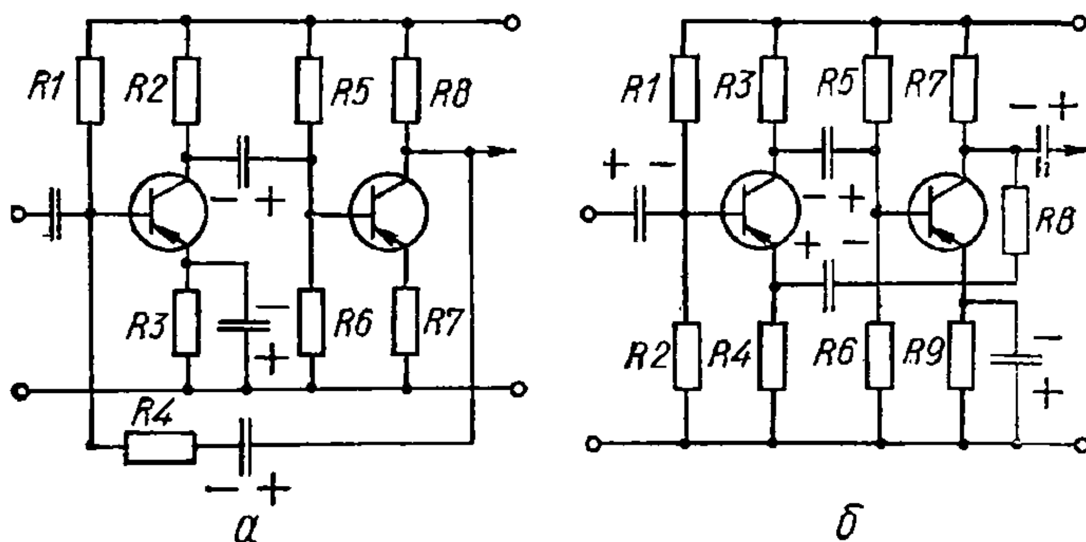


Рис. 114. Схемы двухкаскадных усилителей с отрицательной обратной связью.

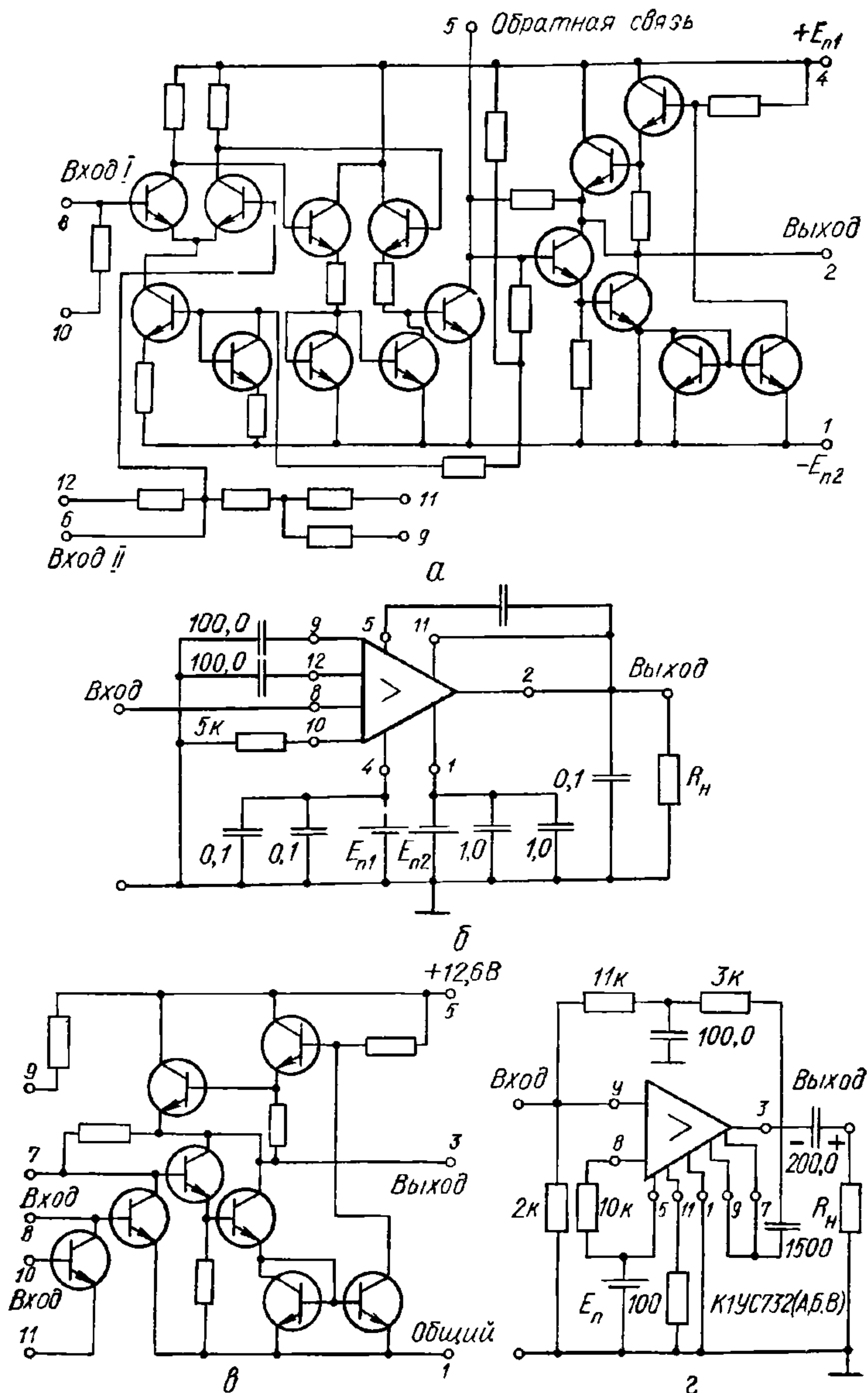


Рис. 115. Усилители низкой частоты на интегральных микросхемах:
а — схема усилителя К1УС731 (А, Б); *б* — схема подключения внешних цепей к усилителю К1УС731; *в* — схема усилителя К1УС732 (*А*, *Б*, *В*); *г* — схема подключения внешних цепей к усилителю К1УС732.

введении последовательной обратной связи входное сопротивление возрастает в $(1 + \beta K)$ раз:

$$R_{вх.о.с} = R_{вх}(1 + K_U \beta),$$

где $R_{вх.о.с}$ — входное сопротивление усилителя с обратной связью; $R_{вх}$ — входное сопротивление усилителя без обратной связи.

При параллельной схеме входное сопротивление усилителя уменьшается, причем тем больше, чем больше коэффициент усиления K.

Выходное сопротивление усилителя также изменяется. При обратной связи по току оно возрастает, а при обратной связи по напряжению — уменьшается в $(1 + \beta K_U)$ раз.

На рис. 114, *а*, *б* показаны варианты схем двухкаскадных усилителей с отрицательной обратной связью. В схеме, приведенной на рис. 114, *а*, напряжение обратной связи, пропорциональное коллекторному току второго транзистора, подается через резистор *R4* на базу первого транзистора. В схеме (рис. 114, *б*) часть выходного напряжения вводится в цепь эмиттера первого транзистора. Достоинством данной схемы является некоторое увеличение входного сопротивления усилителя (в схеме, показанной на рис. 114, *а*, введение обратной связи уменьшает величину входного сопротивления). Аналогично строятся схемы многокаскадных усилителей с отрицательной обратной связью.

Многокаскадные усилители низкой частоты мощностью 0,5—1 Вт на интегральных микросхемах образуют серию 173. На рис. 115, *а*, *б*, *в*, *г* показаны принципиальные схемы усилителей К1 УС 731 (*А*, *Б*) и К1 УС 732 (*А*, *Б*, *В*), а также схемы подключения к микросхемам внешних цепей. Коэффициент усиления К1 УС 731 (*А* и *Б*) $K_U = 100$—300; входное сопротивление 10 кОм; диапазон рабочих частот 300—20000 Гц; коэффициент нелинейных искажений $K_{н.и} \leqslant 1{,}5 - 3\%$; напряжение питания +12,6; — 12,6 В.

Микросхемы К1 УС 732 имеют следующие основные параметры. Коэффициент усиления $K_U = 20$—50; входное сопротивление 1 кОм; диапазон рабочих частот 300—20000 Гц; коэффициент нелинейных искажений $K_{н.и} \leqslant 10\%$; напряжение питания +12,6 В.

10. Видеоусилители

Отличительной особенностью видеоусилителей является способность равномерно усиливать сигналы, занимающие широкую полосу частот от единиц герц до мегагерц.

Сигналы, усиливаемые видеоусилителями, воспринимаются зрительно, поэтому любое искажение формы сигнала, в том числе и по причине неодинаковых фазовых сдвигов различных составляющих, влияет на качество воспроизведения. Поэтому в видеоусилителях должны быть сведены к минимуму не только нелинейные и частотные, но и фазовые искажения.

Видеоусилитель строится на базе резистивного усилителя.

В обычном резистивном усилителе удается получить достаточно равномерное усиление в полосе частот от 80—100 Гц до 12—15 кГц. Нижняя граница полосы пропускания резистивного усилителя незначительно отличается от требуемой для видеоусилителя (всего на десятки герц), а верхняя — очень значительно (единицы мегагерц). Поэтому в первую очередь необходимо обеспечить требуемую полосу в области высоких частот. Незначительное изменение коэффициента усиления в широком

диапазоне высших частот может быть в том случае, если эквивалентное сопротивление анодной нагрузки, состоящее из параллельного соединения $R_а$ и C_0, будет незначительно зависеть от частоты протекающего тока. Характер цепи при параллельном соединении сопротивлений определяется меньшим сопротивлением, поэтому для того, чтобы цепочка $R_а$, C_0 имела активный характер, необходимо выполнить условие

$$R_а < \frac{1}{\omega_в C_0}.$$

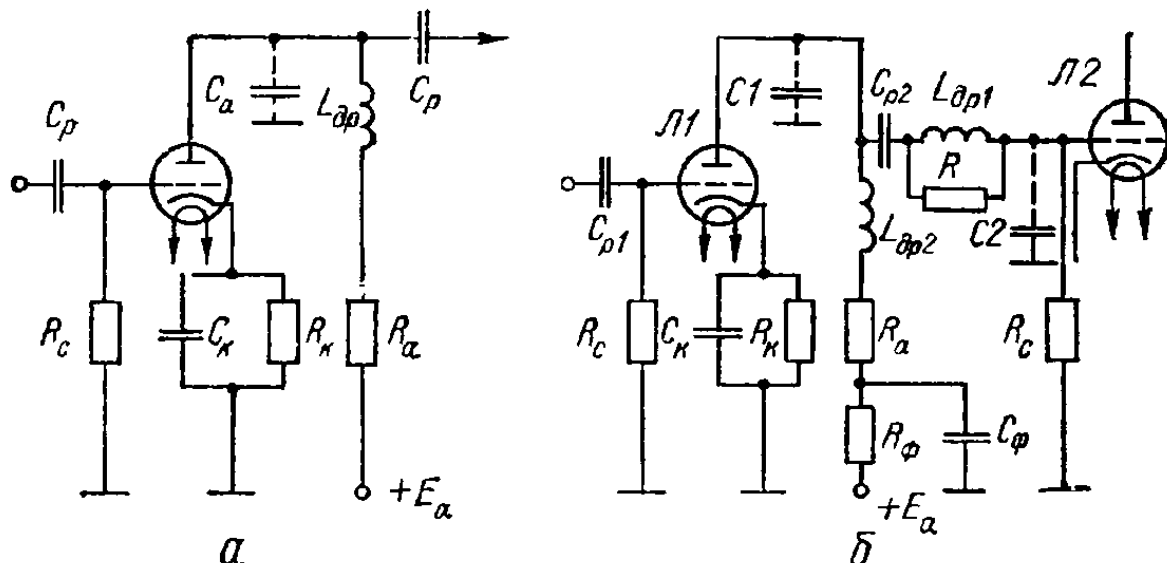


Рис. 116. Схемы лампового видеоусилителя с коррекцией:
а — простой параллельной; *б* — последовательно-параллельной.

Следовательно, для расширения полосы пропускания усилителя необходимо уменьшать величину нагрузочного сопротивления $R_а$ и паразитную емкость C_0.

Однако уменьшение сопротивления нагрузки приводит к снижению коэффициента усиления.

Повышение коэффициента усиления может быть достигнуто применением ламп с высокой крутизной характеристики, а также построением усилителя по многокаскадной схеме. Увеличение числа каскадов позволяет резко повысить общий коэффициент усиления, но при этом происходит одновременное уменьшение полосы пропускания. Качество электронной лампы в отношении ее пригодности для работы в схеме видеоусилителя оценивается отношением $\frac{S}{2\pi C_0}$, из которого следует, что для получения более широкой полосы пропускания при достаточном коэффициенте усиления необходимо применить лампу с возможно большей крутизной характеристики и наименьшей величиной междуэлектродных емкостей, а также свести к минимуму емкость монтажа.

С целью обеспечения широкой полосы пропускания и необходимой величины коэффициента усиления в схему резистивного усилителя добавляют элементы частотной коррекции. Различают элементы частотной коррекции в области высоких и в области низких частот. На рис. 116, *а* представлена схема лампового видеоусилителя с простой параллельной коррекцией в области высоких частот. На низких и средних частотах дроссель $L_{др}$ не влияет на работу усилителя, так как на этих частотах его сопротивление намного меньше, чем $R_а$.

Величина индуктивности $L_{др}$ выбирается таким образом, чтобы собственная частота колебательного контура, образованного $L_{др}$ и собст-

венной емкостью анодной цепи C_0, лежала вблизи наибольшей частоты пропускания. Тогда в той области частот, где начинается спад усиления у обычного резистивного усилителя, проявляются резонансные свойства контура $L_{др}C_0$ и усиление каскада возрастает.

Большее усиление от каскада с заданной полосой пропускания можно получить, применив более сложную схему с последовательно-параллельной коррекцией (рис. 116, *б*). Дроссель $L_{др2}$ предназначен для тех же целей, что и $L_{др}$ в предыдущей схеме. Дроссель $L_{др1}$ и конденсатор $C2$ образуют последовательный колебательный контур. Величина индуктивности $L_{др2}$ подбирается так, чтобы на тех частотах, на которых начинает сказываться шунтирующее действие конденсатора $C1$, наступил резонанс в последовательном контуре $L_{др2}C_2$. Таким образом, взаимодействие нескольких реактивных элементов и нагрузочного сопротивления позволяет поддерживать равномерное усиление в большом диапазоне частот. Резистор R шунтирует дроссель $L_{др2}$ и этим притупляет его собственные резонансные свойства, которые могут проявиться вследствие собственной междувитковой емкости.

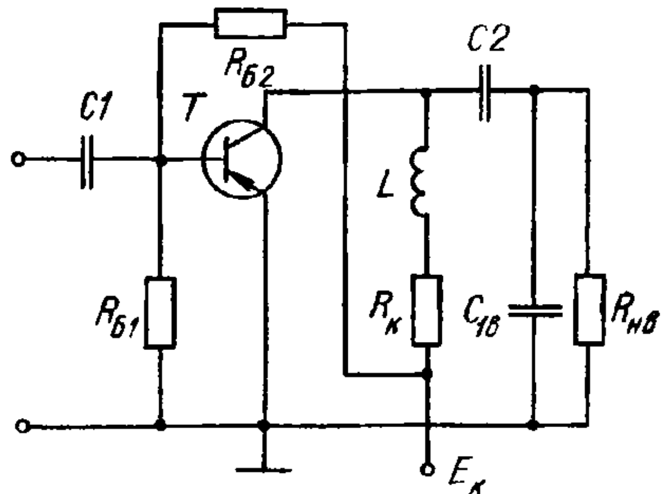


Рис. 117. Схема транзисторного усилителя с одним элементом коррекции.

Величины индуктивностей дросселей рекомендуется выбирать из следующих соотношений:

$$L_{др1} = a_1 R_а^2 C_а,$$

где $a_1 = 0{,}1 \div 0{,}2$;

$$L_{др2} = a_2 R_а^2 C_а,$$

где $a_2 = 0{,}5 \div 0{,}8$; $C_а$ — общая емкость анодной цепи.

Недостатком схемы сложной коррекции является зависимость свойств схемы от величины входящих в нее элементов.

Для коррекции частотной характеристики в области низких частот обычно используют элементы развязывающего фильтра $R_ф C_ф$ (рис. 116, *б*). В видеоусилителе элементы $R_ф$ и $C_ф$ рассчитывают так, чтобы на низких частотах, при которых начинает сказываться влияние конденсатора $C_{р2}$, выполнилось условие $\frac{1}{\omega_н C_ф} > R_ф$. В этом случае некоторая часть переменной составляющей анодного тока начнет протекать также через резистор $R_ф$, что равносильно увеличению общего сопротивления нагрузки. На очень низких частотах можно считать сопротивление конденсатора C_0 настолько большим, что через него переменная составляющая не проходит и, следовательно, общее сопротивление нагрузки

$$R_{а.общ} = R_а + R_ф.$$

Увеличение нагрузочного сопротивления обеспечивает повышение усиления на низких частотах.

При выборе схем коррекции видеоусилителей на транзисторах следует учитывать значительную нестабильность параметров транзисторов вследствие их зависимости от температуры, режима работы и других факторов. Так как сложные схемы высокочастотной коррекции очень критичны к параметрам элементов, то в транзисторных видеоусилителях преобладают схемы каскадов с одним элементом коррекции. На рис. 117 приведена схема транзисторного видеоусилителя с простой высокочастотной коррекцией.

Метод анализа видеоусилителей, основанный на рассмотрении их частотных характеристик, не всегда является удобным, так как обеспечение достаточно равномерного усиления в заданной полосе частот еще не является гарантией допустимых фазовых искажений. Более удобным оказывается анализ, основанный на рассмотрении переходных характеристик. На рис. 118 показан испытательный «единичный» сигнал и характерные искажения этого сигнала на выходе усилителя — переходная характеристика (сплошной график).

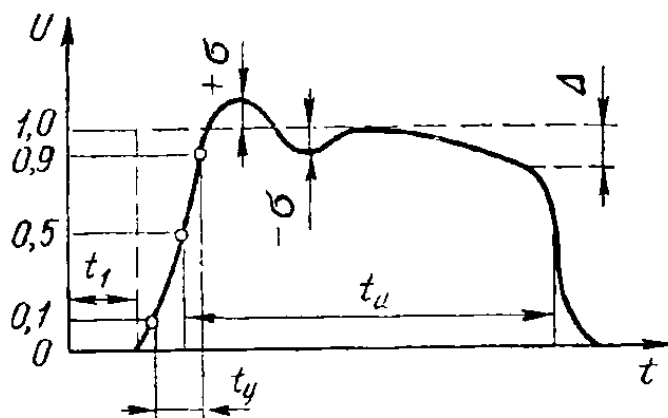


Рис. 118. Испытательный «единичный» сигнал.

При рассмотрении переходной характеристики обычно не учитывают усиления и принимают установившееся значение напряжения на выходе за единицу. Переходная характеристика удобна тем, что позволяет исследовать усилитель в двух крайних режимах: при мгновенном изменении напряжения на его входе (в момент времени t_1), что соответствует частоте $f = \infty$, и при неизменном напряжении на входе (после t_1), что соответствует частоте сигнала $f = 0$. О качестве видеоусилителя судят по времени нарастания напряжения (времени установления) $t_у$, которое принято определять как время нарастания сигнала от уровня 0,1 до уровня 0,9 установившегося значения, а также по скорости уменьшения плоской вершины сигнала.

Спад плоской вершины импульса определяется разностью ординат переходной характеристики Δ, соответствующих стационарному значению и моменту окончания входного импульса.

Время установления $t_у$ характеризует усилитель в области высоких частот, а спад плоской вершины — в области низких частот. Указанные показатели полностью зависят от вида частотной характеристики усилителя. Время установления связано с верхним пределом усиливаемых частот $f_{макс}$ следующим приближенным равенством:

$$t_у = \frac{0,5}{f_{макс}} .$$

Еще одним важным показателем является выброс выходного сигнала δ, который характеризует отношение наибольшего превышении мгновенного значения амплитуды сигнала к ее установившемуся значению. Выбросы появляются вследствие фазовых искажений, поэтому величина δ может служить показателем величины фазовых искажений. Допустимые значения выбросов в переходных характеристиках видеоусилителей обычно не превышают 1—6%.

Если заданы допустимые искажения переходной характеристики, то усилитель со сложной коррекцией (рис. 116, *б*) рассчитывается в следующем порядке.

Дано: тип лампы, коэффициент усиления K_0, время установления $t_у$, выброс δ.

Таблица 43

Данные для расчета схемы, показанной на рис. 116, *б*

x	a_1	a_2	m	δ, %	A
0,344	0,122	0,511	0,000	4,3	0,93
0,350	0,122	0,514	0,020	4,1	0,95
0,400	0,122	0,511	0,189	2,4	1,11
0,450	0,122	0,537	0,357	1,6	1,17
0,500	0,122	0,566	0,470	1,2	1,20
0,550	0,122	0,622	0,531	1,1	1,22
0,600	0,122	0,688	0,572	1,1	1,22
0,650	0,122	0,774	0,584	1,0	1,23
0,700	0,122	0,893	0,574	1,0	1,23
0,750	0,122	1,057	0,536	1,0	1,23
0,404	0,143	0,581	0,000	10,2	0,89
0,450	0,143	0,574	0,164	5,6	1,00
0,500	0,143	0,580	0,331	3,3	1,06
0,550	0,143	0,606	0,454	2,2	1,11
0,600	0,143	0,658	0,529	1,7	1,14
0,650	0,143	0,740	0,559	1,4	1,17
0,700	0,143	0,844	0,561	1,3	1,19
0,750	0,143	1,000	0,533	1,2	1,20
0,444	0,160	0,686	0,000	17,7	0,79
0,450	0,160	0,656	0,014	15,5	0,85
0,475	0,160	0,623	0,098	10,4	0,93
0,500	0,160	0,620	0,177	7,5	0,97
0,550	0,160	0,624	0,328	3,7	1,04
0,600	0,160	0,650	0,446	2,5	1,09
0,650	0,160	0,718	0,510	1,9	1,12
0,700	0,160	0,820	0,534	1,6	1,15
0,750	0,160	0,960	0,525	1,5	1,17
0,485	0,180	0,755	0,000	25,0	0,75
0,500	0,180	0,759	0,016	25,0	0,80
0,550	0,180	0,730	0,145	13,0	0,97
0,562	0,180	0,694	0,191	10,7	0,99
0,600	0,180	0,676	0,314	4,3	1,03
0,650	0,180	0,696	0,442	2,7	1,07
0,700	0,180	0,770	0,509	2,1	1,10
0,750	0,180	0,893	0,510	1,9	1,12
0,496	0,200	0,769	0,000	25,0	0,75
0,500	0,200	0,777	0,003	25,0	0,75
0,550	0,200	0,840	0,061	25,0	0,75
0,600	0,200	0,875	0,142	25,0	0,93
0,650	0,200	0,811	0,242	14,0	1,00
0,654	0,200	0,808	0,251	11,2	1,01
0,700	0,200	0,823	0,362	2,7	1,05
0,750	0,200	0,876	0,441	2,4	1,08

Определить: сопротивление нагрузки $R_а$, индуктивности корректирующих дросселей $L_{дрI}$ и $L_{др2}$.

Порядок расчета. 1. Определяются величины емкостей

$$C_1 = C_{вых.л} + C_{мI};\quad C_2 = C_{вх.л} + C_{м2},$$

где $C_{вых.л}$ и $C_{вх.л}$ соответственно междуэлектронные емкости лампы $C_{а.к}$ и $C_{с.к}$; $C_{м1}$ и $C_{м2}$ — емкости монтажа слева и справа от корректирующего дросселя. Величинами $C_{мI}$ и $C_{м2}$ задаются в пределах $(2 \div 4)$ пФ.

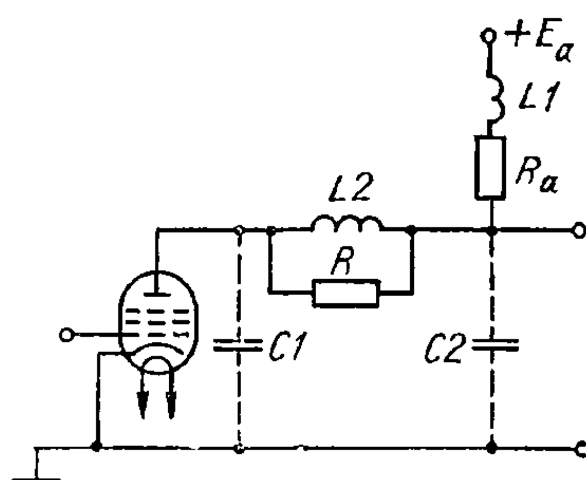


Рис. 119. Зеркальная схема видеоусилителя.

Общая емкость анодной цепи

$$C_а = C_1 + C_2.$$

2. Определяется параметр

$$x = \frac{C_1}{C_а}.$$

По табл. 43 находят ближайшее к полученному значение x при допустимом δ и из соответствующей строки выписывают данные a_1, a_2, m и A.

3. Определяется сопротивление анодной нагрузки

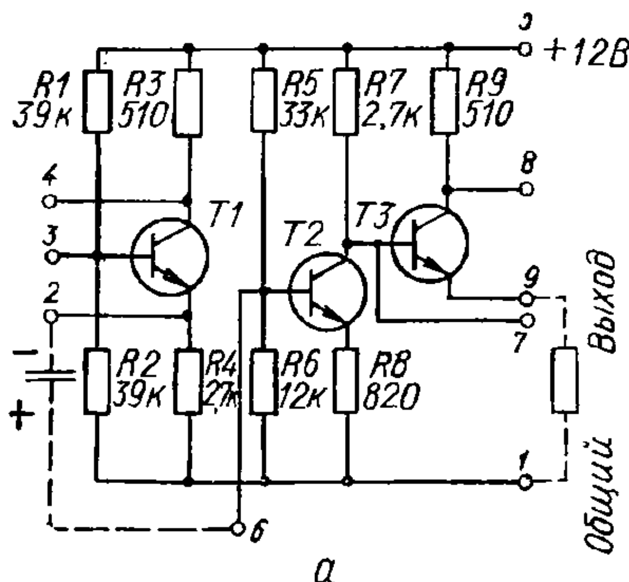
$$R_а = \frac{t_у}{AC_а}.$$

Проверяют, обеспечивается ли требуемый коэффициент усиления

$$K_0 = SR_а.$$

4. Рассчитывается индуктивность дросселей

$$L_{др1} = a_1 C_а R_а^2;$$
$$L_{др2} = a_2 C_а R_а^2.$$



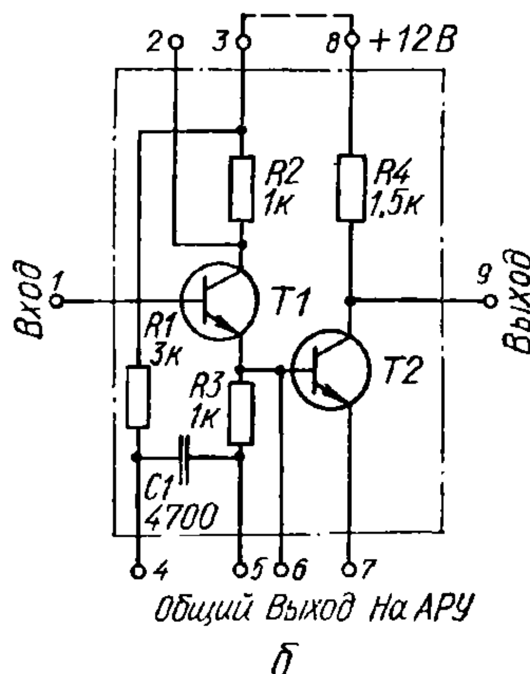


Рис. 120. Видеоусилители на интегральных микросхемах: *а* — К2УБ241; *б* — К2УБ242.

5. Определяется сопротивление резистора, шунтирующего дроссель,

$$R = \frac{R_а}{m}.$$

Схема усилителя, приведенная на рис. 116, *б*, дает хорошие результаты при $\frac{C_1}{C_2} \leqslant 2$ (данное условие соответствует $x \leqslant 0{,}66$). При $\frac{C_1}{C_2} > 2$ рекомендуется так называемая зеркальная схема (рис. 119).

Порядок расчета остается прежним, за исключением определения параметра x, который для данной схемы рассчитывается по формуле

$$x = \frac{C_2}{C_а}.$$

Видеоусилители широкого назначения на интегральных микросхемах имеются в серии К224. На рис. 120, *а*, *б* приведены принципиальные схемы видеоусилителей К2 УБ 241 и К2 УБ 242. Усилитель К2 УБ 241 является предварительным и служит для усиления видеосигналов до уровня, обеспечивающего работу оконечного каскада видеоусилителя. Его коэффициент усиления по напряжению $K_U = 2$, диапазон рабочих частот 0—6,5 МГц, неравномерность частотной характеристики не более 10 дБ; напряжение питания +12 В.

Усилитель К2 УБ 242 предназначен для усиления видеосигналов до уровня, обеспечивающего нормальное функционирование системы автоматической регулировки усиления (АРУ). Коэффициент усиления данного усилителя $K_U = 20$, диапазон рабочих частот 0—6,6 МГц, напряжение питания +12 В.

11. Усилители с катодной (эмиттерной) нагрузкой

Усилитель с катодной нагрузкой (катодный повторитель) представляет собой усилитель с общим анодом (рис. 121, *а*).

Нагрузочное сопротивление $R_к$ включено в катодную цепь лампы. Напряжение на участке сетка — катод равно разности между входным и выходным напряжениями.

Коэффициент усиления по напряжению на средних частотах

$$K_{U0} = \frac{SR_к}{1 + SR_к},$$

где S — крутизна характеристики электронной лампы.

Величина K_{U0} всегда меньше единицы (0,7 ÷ 0,9).

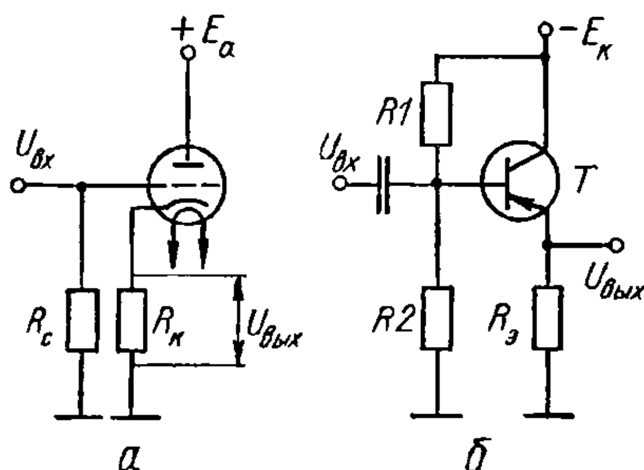


Рис. 121. Схемы усилителей с нагрузкой:
а — катодной; *б* — эмиттерной.

Изменение напряжения на резисторе $R_к$ прямо пропорционально изменению катодного тока, который в свою очередь изменяется под влиянием напряжения на управляющей сетке лампы. Поэтому напряжение на выходе изменяется в одинаковой фазе с выходным напряжением.

При работе лампы без сеточных токов входное сопротивление катодного повторителя $R_{вх}$ очень велико и практически равно сопротивлению утечки $R_с$.

Выходное сопротивление катодного повторителя

$$R_{вых} = \frac{R_к}{1 + RK_к} \approx \frac{1}{S}.$$

Малое выходное сопротивление при большом входном позволяет использовать катодный повторитель для согласования сопротивлений.

Катодный повторитель целесообразно применять при емкостном характере нагрузки, например, при работе на кабель, соединяющий выход усилителя с потребителем.

Частотные и фазовые искажения в катодном повторителе намного меньше, чем в схеме с общим катодом.

Усилитель с эмиттерной нагрузкой (эмиттерный повторитель) представляет собой усилитель с общим коллектором (рис. 121, *б*). Особенности работы схемы с общим коллектором аналогичны особенностям лампового усилителя с общим анодом.

Для эмиттерного повторителя справедливы следующие приближенные расчетные соотношения.

Сопротивление в цепи эмиттера

$$R_Э = \frac{E_К - U_{КЭ0}}{I_{Э0}},$$

где $U_{КЭ0}$ — напряжение участка коллектор — эмиттер транзистора ($U_{КЭ0}$ рекомендуется не более $2 \div 3$ В); $I_{Э0}$ — ток эмиттера при отсутствии входного сигнала ($I_{Э0} \approx 0{,}5 \div 0{,}6$ мА). Входное сопротивление

$$R_{вх} \approx R_{вх0Э} + R_э(1 + \beta),$$

где $R_{вх0Э}$ — входное сопротивление аналогичного усилителя с общим эмиттером ($R_{вх.0Э} \approx 20 \div 30$ Ом); $R_Э$ — сопротивление нагрузки цепи эмиттера переменному току.

По известиым значениям входного сопротивления следующего каскада $R_{вх.сл}$ сопротивление делителя напряжения в цепи базы следующего каскада $R_{дел.сл}$ определяется

$$R_{а\sim} = \frac{R_э R_{дел.сл} R_{вх.сл}}{R_Э R_{дел.сл} + R_Э R_{вх.сл} + R_{дел} R_{вх.сл}}.$$

Выходное сопротивление

$$R_{вых} \approx \frac{R_{вх0Э} + R_с}{1 + \beta},$$

где $R_с$ — сопротивление источника входного сигнала.

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_{U0} \approx \frac{R_{а\sim}\ (1 + \beta)}{R_{вх0Э} + R_Э\ (1 + \beta)};$$

по току

$$K_I \approx 1 + \beta.$$

12. Усилители постоянного тока (УПТ)

Обычные резистивные или трансформаторные усилители не могут усиливать постоянное или медленно изменяющееся напряжение, так как разделительные конденсаторы и трансформаторы не пропускают сигналы с частотой, равной или близкой к нулю. Поэтому характерным отличием схемы УПТ является гальваническая междукаскадная связь. Помимо других, общих, требований к УПТ предъявляется специфическое

требование минимального дрейфа нуля. Дрейф нуля — это самопроизвольное изменение выходного напряжения с течением времени. Причиной дрейфа в ламповых усилителях может служить изменение напряжения накала, анодного напряжения, изменение эмиссионной способности катода и т. п. В транзисторных УПТ значительный дрейф нуля обусловлен, кроме того, температурными влияниями. Количественно дрейф выражают в вольтах за определенный отрезок времени. Если условно считать, что дрейф нуля вызывается внешним источником, подключенным ко входу, а сам усилитель не имеет дрейфа, то получается приведенное значение дрейфа нуля:

$$U_{\text{др.пр}} = \frac{U_{\text{др}}}{t_{\text{др}} K_U},$$

где $U_{\text{др.пр}}$ — приведенный ко входу дрейф нуля; $U_{\text{др}}$ — истинное напряжение дрейфа на выходе усилителя; $t_{\text{др}}$ — время, соответствующее изменению напряжения от нуля до $U_{\text{др}}$; K_U — коэффициент усиления усилителя постоянного тока.

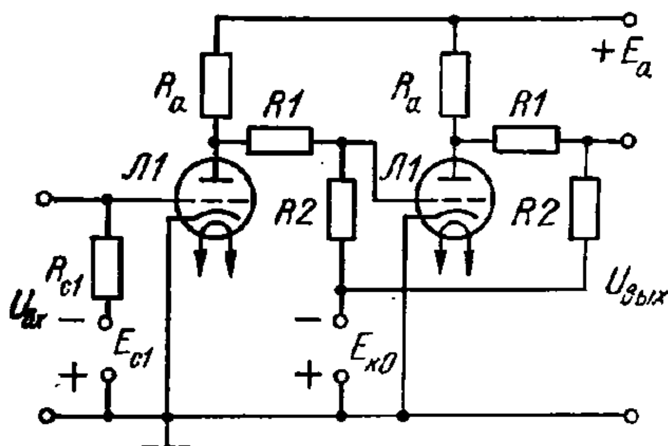


Рис. 122. Схема лампового УПТ с компенсирующим источником и делителем напряжения.

Дрейф нуля является настолько значительным источником помех, что вопрос об уменьшении дрейфа считается одним из основных при проектировании УПТ.

В случае гальванической междукаскадной связи между сеткой и катодом лампы следующего каскада может быть приложено анодное напряжение предыдущего каскада. При этом нарушается режим работы усилителя, возникает недопустимо большой сеточный ток и лампа может выйти из строя. Для получения на сетке лампы отрицательного смещения необходимо компенсировать постоянное анодное напряжение, поступающее с анода лампы предыдущего каскада.

Схема лампового УПТ с компенсирующим источником и делителями напряжения приведена на рис. 122, где $E_{\text{а}}$ — напряжение анодного питания, а $E_{\text{К}0}$ — компенсирующее напряжение. Сопротивления резисторов $R_{\text{а}}$, $R1$ и $R2$ подбирают так, чтобы при отсутствии входного сигнала к сетке лампы было приложено требуемое отрицательное напряжение смещения. Коэффициент усиления одного каскада рассматриваемого усилителя

$$K_U = SR_{\text{а}} \frac{R_2}{R_{\text{а}} + R_1 + R_2}.$$

В транзисторных УПТ вопрос о компенсации постоянного коллекторного напряжения решается намного проще, чем в ламповых. Это объясняется тем, что величина коллекторного напряжения транзистора всегда во много раз меньше, чем анодное напряжение электронной лампы. В транзисторных усилителях применяют непосредственные междукаскадные связи (рис. 123). Коллекторное напряжение компенсируется соответствующим выбором величины сопротивления резистора в цепи эмиттера последующего каскада. Падение напряжения на резисторе $R_{\text{э}2}$

должно превышать напряжение на $R_{Э1}$ на разность напряжений коллектор — эмиттер предыдущего и база — эмиттер последующего каскада, т. е.

$$U_{Э2} = U_{Э1} + (U_{К1} - U_{Б2}).$$

Для улучшения качественных показателей усилителя и стабилизации режима его работы применяют отрицательную обратную связь, которая охватывает все три каскада. Обратная связь осуществляется соединением коллектора третьего транзистора с базой первого через резистор $R_{д1}$. Делители *R1*, *R2* компенсируют постоянную составляющую напряжения между входными клеммами усилителя, а делители *R'1*, *R'2* — между выходными клеммами.

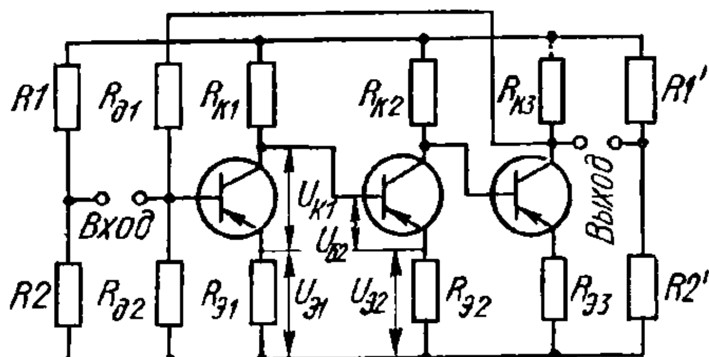


Рис. 123. Схема транзисторного УПТ.

На рис. 124 приведена схема дифференциального УПТ. Транзисторы *T1* и *T2* совместно с резисторами *R1* и *R1'* образуют электрический мост. Схема такого усилителя симметрична, т. е. все сопротивления резисторов в цепях транзистора *T1* равны по величине аналогичным сопротивлениям в цепях транзистора *T2*. Поэтому при отсутствии входного сигнала мост находится в равновесии и напряжение на нагрузочном сопротивлении $R_н$, которое включено в диагональ моста, равно нулю. Входное напряжение подается на базы транзисторов в противофазе. Если, например, на

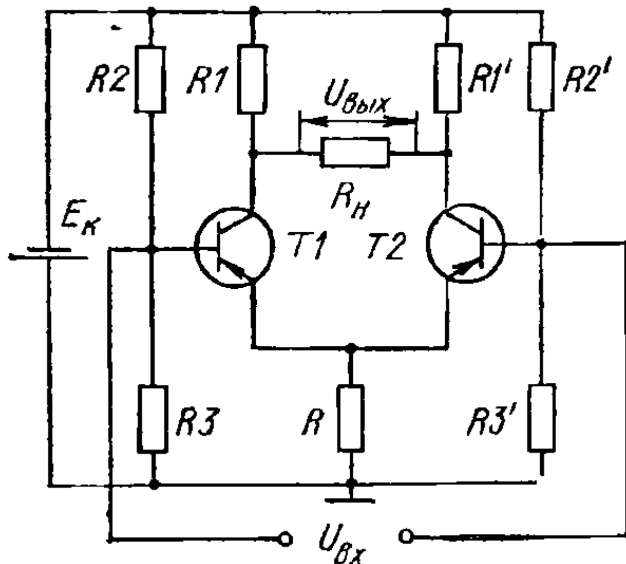


Рис. 124. Схема дифференциального ПТУ на транзисторах.

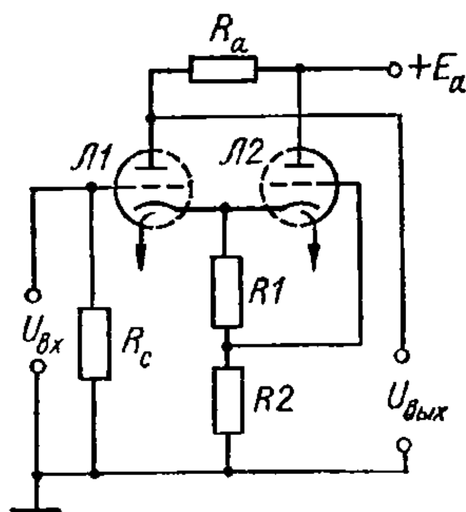


Рис. 125. Схема лампового УПТ с катодной компенсацией дрейфа нуля.

левой входной клемме «+», а на правой «—», то по мере увеличения $U_{вх}$ коллекторный ток транзистора *T1* уменьшается, а *T2* — возрастает. Равновесие моста нарушается, и через $R_н$ протекает уравнительный ток, величина которого пропорциональна $U_{вх}$. Основным преимуществом дифференциального усилителя является независимость режима его работы от стабильности питающего напряжения. Последнее обусловлено тем, что условие баланса электрического моста не зависит от напряже-

ния. По этой причине дифференциальные УПТ имеют дрейф нуля в два-три раза меньший, чем другие. Ламповые дифференциальные усилители строятся аналогично. В ламповых УПТ часто применяется катодная компенсация дрейфа нуля (рис. 125). Такая схема уменьшает дрейф нуля, вызываемый изменением напряжения накала лампы. На левом триоде собран УПТ с делителем напряжения. Правый триод является компенсирующим. Для нормальной работы данной схемы необходимо, чтобы

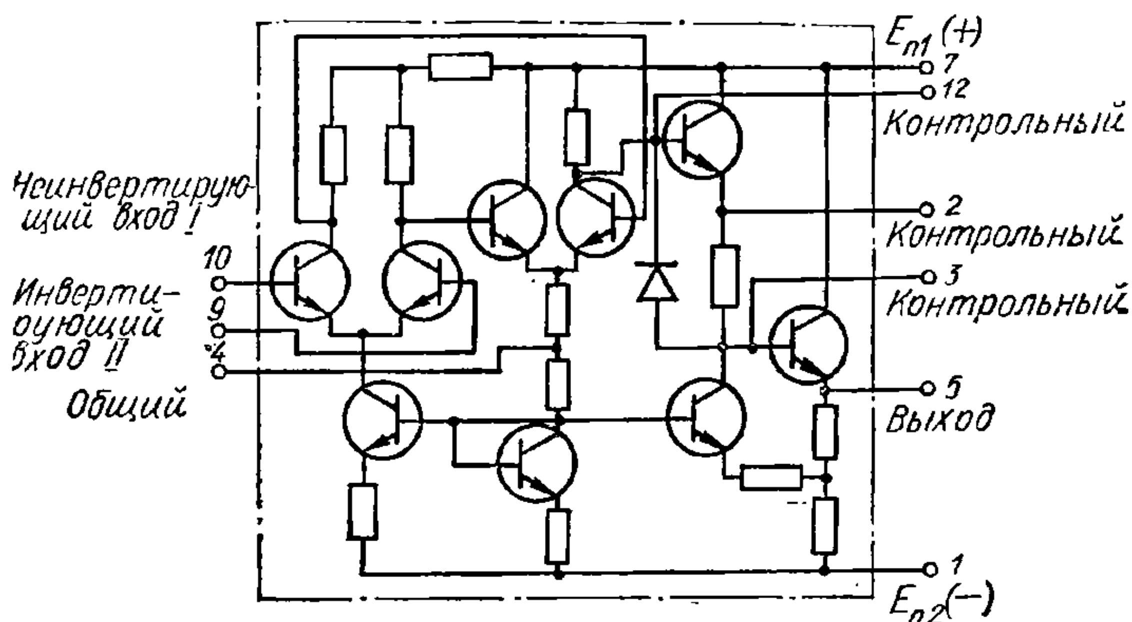


Рис. 126. УПТ на интегральных микросхемах:
а — К1УТ401А; *б* — К1УТ401Б.

триоды были одинаковыми, поэтому на практике для этой цели используют двойной триод. К сетке левого триода приложено отрицательное напряжение, выделяющееся на резисторах *R1* и *R2* при протекании через них суммарного анодного тока. Допустим, что по какой-либо причине напряжение накала возрастает. Это вызовет увеличение анодного тока как левого, так и правого триодов. Одновременно возрастает падение напряжения на резисторах *R1* и *R2* и увеличится отрицательный потенциал на сетке левого триода. При правильно выбранных параметрах схемы измерение напряжения на сетке левого триода полностью скомпенсирует увеличение анодного тока лампы $Л_2$. Полная компенсация дрейфа происходит при условии

$$R_2 = \frac{1}{S},$$

где S — крутизна характеристики триода.

Дрейф нуля наиболее опасен в первом каскаде усилителя, так как сигналы дрейфа второго и последующих каскадов намного меньше, чем входные напряжения этих каскадов. Поэтому схему катодной компенсации применяют в первом каскаде; дифференциальный усилитель также может служить первым каскадом многокаскадного УПТ.

УПТ на интегральных микросхемах строится путем сочетания дифференциальных усилителей, которые обеспечивают незначительный дрейф нуля. В качестве оконечного каскада обычно применяют эмиттерный повторитель. На рис. 126 приведена принципиальная схема усилителей на микросхеме К1УТ401 (А и Б). Усилители имеют большой коэффициент усиления по напряжению. Коэффициент усиления К1УТ401А $K_U = 400—4500$, а К1УТ401Б $K_U = 1300—12000$. Диапазон рабочих

частот от 0 до 20 МГц. Напряжение питания: для К1УТ401А + 6,3; — 6,3 В, для К1УТ401Б + 6,3; — 12,6 В.

Существенное снижение дрейфа нуля можно получить в усилителях с преобразованием сигнала. Принцип действия такого усилителя заключается в том, что входной сигнал вначале превращается в сигнал переменного тока, усиливается усилителем переменного тока, а затем снова преобразуется в сигнал постоянного тока.

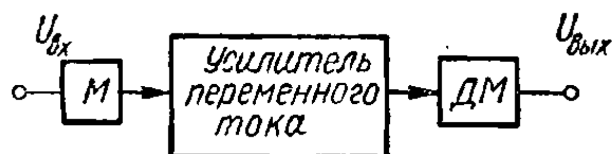


Рис. 127. УПТ с преобразованием сигнала.

Работа УПТ с преобразованием сигнала поясняется на рис. 127.

Входной сигнал поступает на модулятор М, который превращает его в импульсный сигнал переменного тока. Импульсный сигнал поступает на усилитель переменного тока, работающий без дрейфа нуля. После усиления происходит восстановление формы входного сигнала демодулятором ДМ.

Форма входного сигнала будет воспроизводиться на выходе без существенных искажений только в том случае, если частота входного напряжения намного меньше, чем частота модуляции. Частота модуляции обычно не превышает десятков или сотен герц. Поэтому максимальная частота входного сигнала не должна превышать единиц герц. Узкая полоса пропускания является существенным недостатком усилителей с преобразованием сигнала. Однако, при совместном использовании такого усилителя с обычным УПТ, рабочий диапазон частот удается значительно расширить.

ГЛАВА VI. РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

1. Структура и основные показатели

Радиопередатчик предназначен для создания электрических колебаний высокой частоты и управления ими с целью передачи информации на расстояние при помощи электромагнитных волн. Основным функциональным узлом радиопередатчика является источник стабильных высокочастотных колебаний (задающий генератор или возбудитель). Мощность возбудителя обычно не превышает единиц ватт. Для усиления мощности применяют многокаскадные усилители высокочастотных колебаний. Режим первого каскада усилителя обычно выбирается таким, чтобы влияние последующих каскадов на задающий генератор было минимальным. Этот каскад усилителя называется буферным. В ламповом буферном каскаде отсутствуют сеточные токи, в транзисторном — применяется схема, обеспечивающая малое вносимое сопротивление в контур возбудителя.

Сигнал информации, которую необходимо передать, управляет высокочастотным колебанием — модулирует его. Усилитель, предназначенный для усиления сигнала информации, называется модулятором.

В некоторых случаях возникает необходимость в умножении частоты колебаний, вырабатываемых возбудителем. Полная структурная схема радиопередающего устройства изображена на рис. 128. На ней показаны все основные функциональные узлы и их взаимные связи. Пунктиром изображены узлы, которые в некоторых радиопередатчиках могут отсутствовать.

К основным показателям радиопередающих устройств относятся:

Мощность передатчика, от которой зависит дальность действия и надежность радиосвязи. Если радиопередатчик может работать как телефон и телеграф, т. е. в режиме модулированных и немодулированных колебаний, указывается соответственно два значения мощности, так как при работе телеграфом мощность всегда больше телефонной. Величина мощности указывается в ваттах или киловаттах.

Диапазон частот (волн), в котором может работать передатчик и который определяется назначением радиопередатчиков. Передатчики связных радиостанций небольшой мощности обычно работают в диапазонах коротких, средних и промежуточных волн. На длинных и средних волнах работают мощные радиовещательные передатчики. Телевизионное вещание ведется на УКВ.

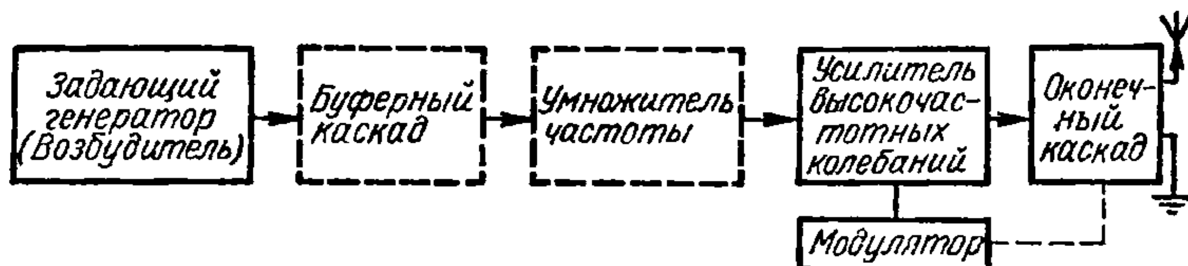


Рис. 128. Структурная схема радиопередающего устройства.

Стабильность и точность установки частоты. Под влиянием многих причин частота передатчика может изменяться в определенных пределах. Изменения несущей (центральной) частоты снижают надежность и бесперебойность работы всей радиолинии. Кроме того, при изменениях частоты передатчика увеличиваются помехи радиостанциям, работающим на смежных волнах. Нестабильность частоты передатчика оценивается максимальным относительным изменением частоты по отношению к несущей частоте передатчика.

Относительная нестабильность равна отношению $\frac{\Delta f}{f_0}$, где Δf — максимальное отклонение частоты; f_0 — несущая частота передатчика.

По общесоюзным нормам допустимое отклонение частоты не должно превышать сотых и тысячных долей процента.

Потребляемая мощность — величина особенно важная для передатчиков мощных радиостанций. Чем меньше потребляемая мощность при данной мощности, отдаваемой в антенну, тем выше к. п. д. передатчика.

Фильтрация гармоник. На частотах высших гармоник нежелательные излучения радиопередающего устройства увеличивают взаимные помехи радиостанций. Поэтому существуют жесткие международные нормы фильтрации высших гармоник. У стационарных передатчиков, работающих на волнах длиннее 100 м, мощность, излучаемая на любой гармонике, не должна превышать 25 мВт, а у передатчиков, работающих на волнах короче 100 м, она должна быть менее 1% мощности основной волны.

Электрические показатели — максимальный коэффициент модуляции, коэффициент нелинейных искажений, частотная характеристика и уровень паразитной модуляции — характеризуют качество модуляции передатчика.

2. Усилители мощности высокой частоты (генераторы с независимым возбуждением)

К усилителю, предназначенному для усиления мощности сигнала постоянной частоты, предъявляются два требования: обеспечение в нагрузке заданной мощности и высокий к. п. д.

К усилителю мощности, предназначенному для усиления модулированных колебаний, кроме того, предъявляются жесткие требования в отношении формы резонансной характеристики.

Упрощенная схема лампового однотактного

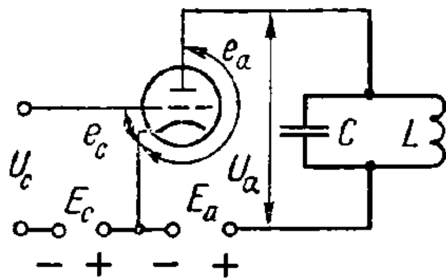


Рис. 129. Схема лампового усилителя мощности.

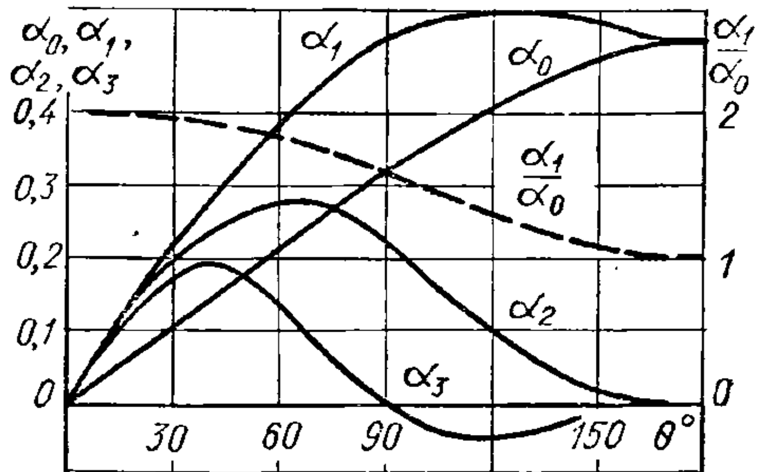


Рис. 130. Графики зависимости α_0, α_1, α_2, $\alpha_3 = f(\theta)$

усилителя мощности приведена на рис. 129. Колебательный контур LC настроен на частоту сигнала входного источника.

Время прохождения анодного тока в течение периода изменения входного напряжения однозначно определяется углом отсечки анодного тока θ.

Работа усилителя мощности высокой частоты при $\theta = 180°$ называется колебаниями первого рода (они соответствуют режиму A в апериодических усилителях). Работа усилителя при $\theta < 180°$ называется колебаниями второго рода.

Для упрощения расчетов генераторов с независимым возбуждением обычно производят линеаризацию ламповых характеристик, т. е. замену реальных характеристик идеальными, в которых типичные участки характеристики заменены отрезками прямых.

Усилитель мощности высокой частоты, работающий в режиме колебаний первого рода, характеризуется низкими энергетическими показателями и поэтому на практике применяется крайне редко.

При работе усилителя в режиме колебаний второго рода справедливы следующие расчетные соотношения.

Постоянная составляющая анодного тока

$$I_{а0} = i_{а.макс}\alpha_0,$$

где $i_{а.макс}$ — амплитуда импульса входного тока; α_0 — коэффициент разложения косинусоидального импульса, зависящий от угла отсечки θ (рис. 130).

Сопротивление параллельного колебательного контура постоянному току очень мало, поэтому постоянная составляющая анодного тока $I_{а0}$ создает на контуре очень малое напряжение, которым можно пренебречь.

Амплитуда n-й гармоники анодного тока

$$I_{man} = i_{\text{а.макс}}\alpha_n,$$

где α_n — коэффициент разложения (рис. 130).

Если контур настроен на частоту первой гармоники, то его эквивалентное сопротивление

$$R_{\text{экв}} = \frac{L}{CR}.$$

Мгновенное значение напряжения на контуре

$$u_{\text{а}} = U_{m\text{а}} \cos \omega t.$$

Амплитудное значение напряжения на контуре

$$U_{m\text{а}} = I_{\text{а}1} R_{\text{экв}}.$$

Мгновенное анодное напряжение

$$e_{\text{а}} = E_{\text{а}} - U_{m\text{а}} \cos \omega t,$$

где $E_{\text{а}}$ — напряжение источника анодного питания.

Полезная (колебательная) мощность, выделяемая в анодном контуре,

$$P_{\text{к}} = \frac{1}{2} I_{\text{а}1} U_{ma} = \frac{1}{2} I_{\text{а}1}^2 R_{\text{экв}}.$$

Мощность, потребляемая от источника анодного питания,

$$P_0 = E_{\text{а}} I_{\text{а}0}.$$

К. п. д. анодной цепи усилителя

$$\eta = \frac{P_{\text{к}}}{P_0} = \frac{1}{2} \gamma \xi,$$

где $\gamma = \frac{I_{\text{а}1}}{I_{\text{а}0}} = \frac{\alpha_1}{\alpha_0}$ — коэффициент, зависящий от угла отсечки анодного тока (рис. 130); $\xi = \frac{U_{m_a}}{E_a}$ — коэффициент использования анодного напряжения.

Мощность, рассеиваемая на аноде лампы,

$$P_{\text{а}} = P_0 - P_{\text{к}}.$$

Амплитуда переменного сеточного напряжения

$$U_{\text{с}} = \frac{i_{\text{а.макс}}}{S\,(1 - \cos \theta)} + DU_{ma},$$

где S и D — соответственно крутизна характеристики и проницаемость электронной лампы.

Напряжение смещения на управляющей сетке лампы

$$E_{\text{с}} = E_{\text{с}}' + (U_{\text{с}} - DU_{ma}) \cos \theta,$$

где $E_{\text{с}}'$ — напряжение отсечки, соответствующее анодному напряжению $e_{\text{а}} = E_{\text{а}}$.

Угол отсечки сеточного тока

$$\theta_c = \arccos\left|\frac{E_c}{U_c}\right|.$$

Постоянная составляющая сеточного тока

$$I_{c0} \approx 0{,}7\alpha_{c0} i_{c.макс},$$

где $i_{c.макс}$ — амплитуда сеточного тока; α_{c0} — коэффициент разложения, определяемый по графику аналогичного α_0 (рис. 130).

Первая гармоника сеточного тока

$$I_{c1} \approx 1{,}8 I_{c0}.$$

Мощность источника возбуждения в цепи сетки

$$P_{c\sim} = 0{,}5 U_c I_{c1}.$$

Мощность потерь в цепи сетки

$$P_{c.п} = P_{c\sim} + E_c I_{c0}.$$

Коэффициент усиления каскада по мощности

$$K_P = \frac{P_к}{P_{c\sim}}.$$

Максимальную полезную мощность усилитель отдает при угле отсечки $\theta = 120°$. При $\theta = 90°$ полезная мощность меньше максимально возможной на 7%, но к. п. д. выше почти в 1,2 раза. При $\theta = 70°$ полезная мощность меньше максимальной на 18,5%, а к. п. д. больше в 1,3 раза. Поэтому на практике обычно выбирают угол отсечки порядка 80—90°.

На величину полезной мощности и к. п. д. оказывает существенное влияние также отношение между наибольшим напряжением на сетке лампы $e_{c.макс}$ и наименьшим анодным напряжением $e_{а.мин}$.

Наибольшее напряжение на сетке определяется алгебраической суммой напряжений источника смещения E_c и амплитуды переменного напряжения U_c:

$$e_{c.макс} = -E_c + U_c.$$

Наименьшее анодное напряжение равно разности между напряжением анодного источника $E_а$ и амплитудой переменного напряжения на контуре U_{ma}:

$$e_{а.мин} = E_а - U_{ma}.$$

Переменная составляющая анодного напряжения находится в противофазе с переменным напряжением на сетке. Следовательно, в момент максимального напряжения на сетке напряжение на аноде достигает минимума. Возможны следующие режимы работы усилителей:

$$e_{а.мин} > e_{c.макс}; \quad e_{а.мин} = e_{c.макс}; \quad e_{а.мин} < e_{c.макс}.$$

Первый режим соответствует недонапряженному режиму работы усилителя. При таком режиме в течение всего периода входного напряжения анодное напряжение превышает сеточное. Режим, при котором минимальное анодное напряжение равно наибольшему напряжению на сетке (второй режим), называется критическим. В этом режиме напряжение на аноде все время больше, чем на сетке, за исключением одно-

го мгновения, когда на сетке действует амплитудное значение положительного полупериода входного сигнала. В этот момент напряжения на сетке и аноде имеют одинаковое значение. Третий режим называется перенапряженным. Он характеризуется тем, что в течение некоторой части положительного полупериода сеточное напряжение больше анодного. Когда управляющая сетка имеет более высокий положительный

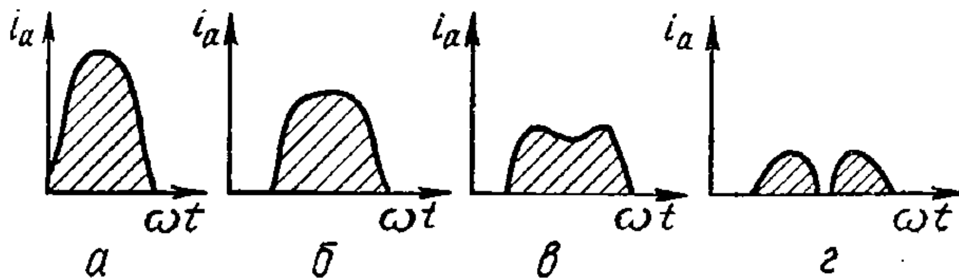


Рис. 131. Форма импульса анодного тока при различных режимах: *а* — недонапряженном; *б* — критическом; *в*, *г* — перенапряженном.

потенциал, чем анод, большая часть электронов попадает на сетку и сеточный ток резко возрастает. Форма импульса анодного тока искажается: на вершине появляется характерная «седловина», соответствующая перераспределению электронов между сеточной и анодной цепями. Деформация формы импульса анодного тока при различных режимах показана на рис. 131.

Усилитель, работающий в перенапряженном режиме, характеризуется меньшим нагревом анода лампы. По этой причине с увеличением напряженности режима возрастает к. п. д. Недостатком перенапряженного режима является уменьшение величины первой гармоники анодного тока, что связано с искажением формы импульсов. Недонапряженный режим позволяет получить значительную полезную мощность, но характеризуется сравнительно низким к. п. д. Поэтому целесообразно применять граничный (критический) режим, при котором сочетаются преимущества других режимов.

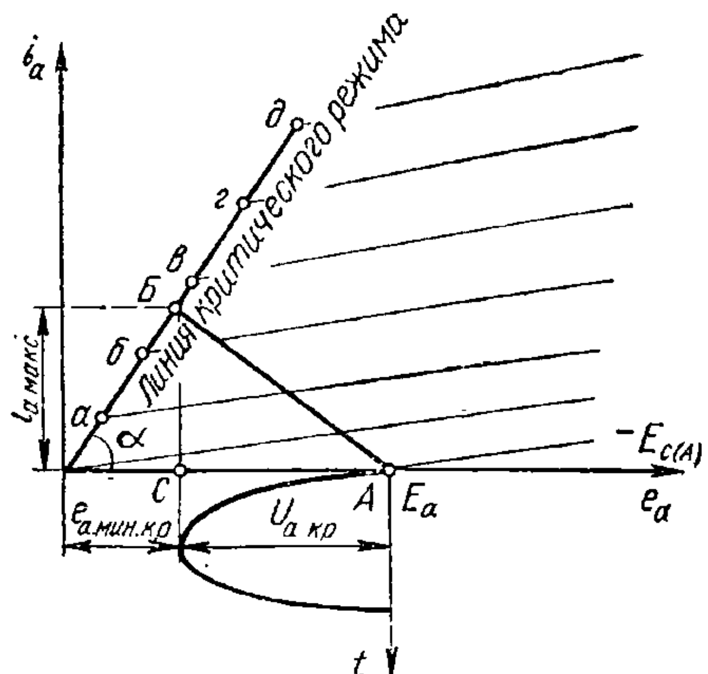


Рис. 132. Семейство идеализированных анодных характеристик.

Главной отличительной особенностью перенапряженного режима, по сравнению с недонапряженным, является большая величина сеточного тока. На рис. 132 изображено семейство идеализированных (линеаризованных) анодных ламповых характеристик, большинство из которых снято при положительных напряжениях на сетке. Начальный участок каждой статической характеристики (до точки перегиба) соответствует малым анодным напряжениям при постоянном положительном потенциале на сетке, т. е. большому сеточному току. Поэтому область характеристики, левее точки перегиба, называют областью перенапряженного

режима, а правее точки перегиба — областью недонапряженного режима. Сама точка перегиба находится на границе двух режимов и поэтому является точкой критического режима. Соединив между собой точки перегиба разных статических характеристик (точки *а*, *б*, *в*, *г*, *д*), получим линию критического режима. Если усилитель работает при угле отсечки анодного тока $\theta = 90°$, то в случае отсутствия переменного сеточного напряжения рабочая точка A находится на характеристике, снятой при напряжении смещения $-E_{c(A)}$, и анодный ток покоя равен нулю. В это время в колебательном контуре нет падения напряжения и поэтому анодное напряжение равно напряжению источника $E_а$. Зависимость

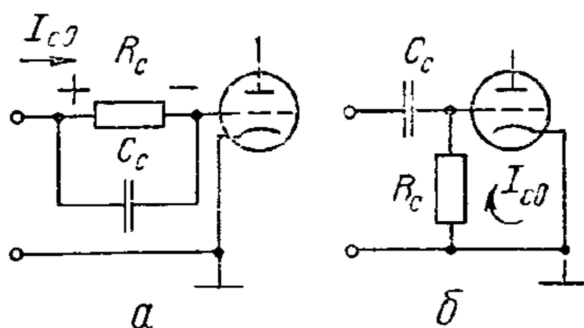


Рис. 133. Схемы автоматического смещения за счет сеточного тока: *а* — с открытым; *б* — с закрытым входом.

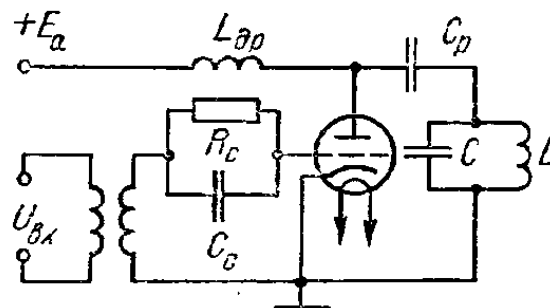


Рис. 134. Параллельная схема анодного питания.

между $i_а$ и $e_а$ выражается динамической характеристикой, которая в случае активной нагрузки (настроенного колебательного контура) имеет вид прямой линии AB. Усилитель будет работать в критическом режиме, если максимальный анодный ток $i_{а.макс}$ при анодном напряжении $e_{а.мин.кр}$ определяется точкой на линии критического режима (точкой $Б$):

$$i_{а.макс} = S_{кр}\,(E_а - U_{а.кр})$$

или

$$\xi_{кр} = 1 - \frac{i_{а.макс}}{S_{кр} E_а} = 1 - \frac{2P_к}{S_{кр}\alpha_1 E_а^2},$$

где $S_{кр}$ — крутизна линии критического режима.

Для полного использования лампы по мощности рекомендуется выбирать

$$i_{а.макс} \approx (0{,}7 \div 0{,}9)\ I_e,$$

где I_e — ток эмиссии лампы.

В усилителях мощности высокой частоты могут применяться следующие способы подачи напряжения смещения: от постороннего источника (например, специального выпрямителя), автоматическое за счет катодного тока и автоматическое за счет тока управляющей сетки. В усилителях средней мощности наиболее распространены схемы автоматического смещения за счет сеточного тока (рис. 133, *а*, *б*).

В этих схемах через резистор R_c протекает постоянная составляющая сеточного тока, создающая на нем падение напряжения E_c. Схема, изображенная на рис. 133, *а*, называется схемой с открытым входом, а на рис. 133, *б* — с закрытым входом. Схема с закрытым входом применяется, если источник входного напряжения содержит постоянную составляющую.

Питание анодной цепи лампы может быть выполнено по последовательной или параллельной схеме. Существенным недостатком последовательной схемы является то, что элементы колебательного контура находятся под высоким постоянным потенциалом относительно корпуса (земли). Этот недостаток устраняется в параллельной схеме анодного питания (рис. 134).

В данной схеме постоянная и переменная составляющая анодного тока протекают по различным цепям: постоянная составляющая проходит через дроссель $L_{др}$ и анодную цепь лампы, а переменные составляющие протекают через лампу и контур. Протеканию постоянной составляющей через контур препятствует разделительный конденсатор $C_р$, а переменной составляющей в цепи анодного питания — дроссель $L_{др}$.

Если учитывать только переменную составляющую анодного тока, то оказывается, что дроссель подключен параллельно контуру. Чтобы он сильно не шунтировал контур, индуктивное сопротивление дросселя выбирают в несколько раз больше резонансного сопротивления контура. Практически задаются условием: переменный ток через дроссель должен составлять не более одной десятой контурного тока $I_к$, т. е.

$$\omega L_{др} \geqslant \frac{U_{ma}}{0{,}1 I_k}.$$

Емкость разделительного конденсатора выбирают из соотношения

$$\frac{1}{\omega C_р} \leqslant (0{,}1 \div 0{,}2)\ R_{экв}.$$

На коротких волнах обычно применяют последовательную схему, в передатчиках средних и длинных волн — параллельную схему питания.

Расчет усилителя мощности высокой частоты, работающего в критическом режиме. Дано: колебательная мощность $P_к$; угол отсечки анодного тока θ; рабочая длина волны λ или частота f.

Порядок расчета. 1. По величинам $P_к$ и λ выбирают тип лампы с параметрами $S_{кр}$, D, E_c', E_a и определяют

$$\xi_{кр} = 1 - \frac{2P_к}{S_{кр}\alpha_1 E_a^2}.$$

2. Задаются углом отсечки анодного тока $\theta = 70 \div 90°$ и определяют значение α_0 и α_1.

3. Напряжение на контуре

$$U_{ma} = E_a \xi_{кр}.$$

4. Минимальное напряжение на аноде

$$e_{а.мин} = E_a - U_{ma}.$$

5. Первая гармоника анодного тока

$$I_{a1} = \frac{2P_к}{U_{ma}}.$$

6. Требуемое значение эквивалентного сопротивления

$$R_{экв} = \frac{U_{ma}}{I_{a1}}.$$

7. Максимальная величина анодного тока

$$i_{\text{а.макс}} = \frac{I_{\text{а}1}}{\alpha_1}.$$

8. Постоянная составляющая анодного тока

$$I_{\text{а}0} = i_{\text{а.макс}}\alpha_0.$$

9. Мощность, потребляемая от анодного источника,

$$P_0 = E_{\text{а}} I_{\text{а}0}.$$

10. Мощность, рассеиваемая на аноде,

$$P_{\text{а}} = P_0 - P_{\text{к}}.$$

11. К. п. д.

$$\eta = \frac{P_{\text{к}}}{P_0}.$$

12. Напряжение возбуждения

$$U_{\text{с}} = \frac{i_{\text{а.макс}}}{S\,(1-\cos\theta)} + DU_{ma}.$$

13. Напряжение смещения

$$E_{\text{с}} = E_{\text{с}}' + (U_{\text{с}} - DU_{ma})\cos\theta.$$

14. Угол отсечки сеточного тока

$$\theta_{\text{с}} = \arccos\frac{E_{\text{с}}}{U_{\text{с}}}.$$

15. По графикам (рис. 130) определяют значения $\alpha_{0\text{с}}$ и $\alpha_{1\text{с}}$
16. Составляющие сеточного тока

$$I_{\text{с}0} \approx 0{,}7\alpha_{0\text{с}} i_{\text{с.макс}};$$

$$I_{\text{с}1} \approx 1{,}8 I_{\text{с}0}.$$

17. Мощность, потребляемая сеточной цепью,

$$P_{\text{с}} = \frac{1}{2} U_{\text{с}} I_{\text{с}1}.$$

18. Коэффициент усиления по мощности

$$K_P = \frac{P_{\text{к}}}{P_{\text{с}}}.$$

19. Сопротивление резистора автоматического смещения

$$R_{\text{с}} = \frac{|E_{\text{с}}|}{I_{\text{с}1}}.$$

20. Емкость в цепи автоматического смещения

$$C_{\text{с}} \geqslant \frac{30}{\omega R_{\text{с}}}.$$

В радиопередающих устройствах мощностью до десятков ватт находят применение транзисторные усилители мощности высокой частоты. Наиболее рациональной является схема с общим эмиттером (рис. 135). Наилучшие показатели транзисторный усилитель, как и ламповый, имеет в критическом режиме. При работе усилителя с углом отсечки $\theta \approx 90°$ на базу транзистора можно не подавать направление смещения, так как при $E_Б = 0$ транзистор практически заперт. В связи с упрощением схемы усилителя при отсутствии источника смещения, угол отсечки обычно выбирают примерно равным 90°.

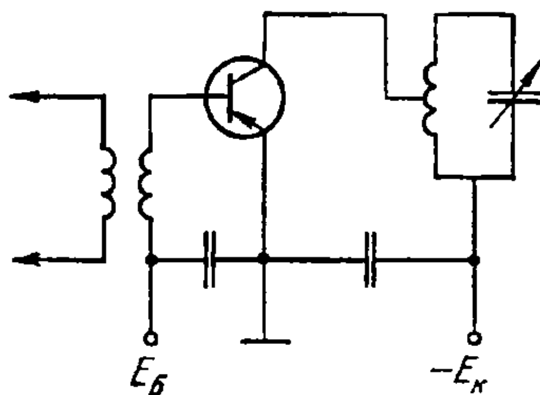


Рис. 135. Транзисторный усилитель мощности высокой частоты с общим эмиттером.

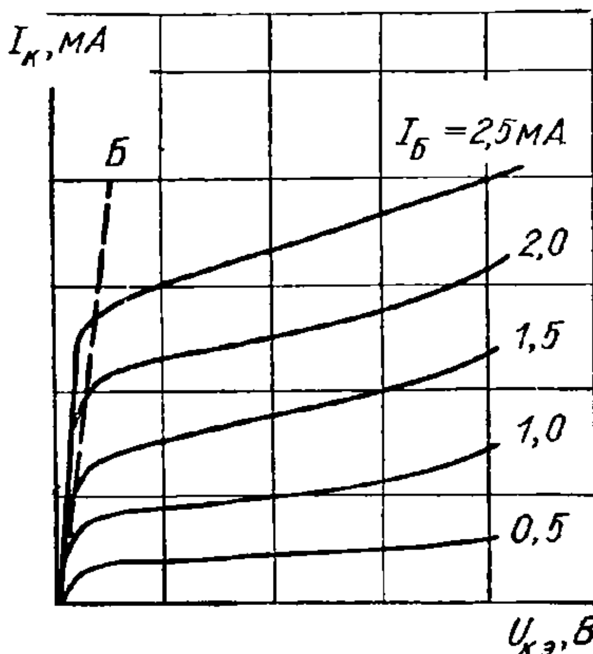


Рис. 136. Коллекторные характеристики транзистора.

Расчет транзисторного усилителя мощности высокой частоты, работающего в критическом режиме.

Дано: колебательная мощность $P_К$; угол отсечки коллекторного тока $\theta_К$; рабочая длина волны λ или частота f.

Порядок расчета. 1. По величинам $P_К$ и f выбирают тип транзистора. Если значение $P_К$ в паспортных данных транзистора не указывается, то его можно определить по максимально допустимому коллекторному току в импульсе $I_{Кm}$ и допустимому напряжению на коллекторе $U_{Кm}$

$$P_{К(тр)} \approx (0{,}06 \div 0{,}1)\, I_{Кm} U_{Кm}.$$

2. Определяют коэффициент использования коллекторного напряжения в критическом режиме

$$\xi_{кр} = \frac{U_К}{E_К} = \frac{S_{кр} U_{Кm} - k_i I_{Кm}}{S_{кр} U_{Кm} + k_i I_{Кm}},$$

где $S_{кр}$ — крутизна линии критического режима, которая определяется по семейству коллекторных характеристик транзистора (рис. 136). Линию критического режима AB проводят через точки, соответствующие середине загиба каждой статической характеристики.

k_i — коэффициент запаса по току, который принимают равным $k_i = 0{,}3—0{,}5$.

3. По углу отсечки коллекторного тока $\theta_К$ определяют значения α_0 и α_1.

4. Считая, что наибольшее напряжение на коллекторе равно максимально допустимому напряжению $U_К + E_К = U_{Кm}$, находят напряжение источника питания коллекторной цепи

$$E_К = \frac{U_{Кm}}{1 + \xi_{кр}}.$$

5. Амплитуда переменного напряжения на коллекторе

$$U_К = U_{Кm} - E_К.$$

6. Первая гармоника коллекторного тока

$$I_{К1} = k_i I_{Кm} \alpha_1.$$

7. Колебательная мощность

$$P_к = \frac{I_{К1} U_К}{2}.$$

8. Постоянная составляющая коллекторного тока

$$I_{К0} = k_i I_{Кm} \alpha_0.$$

9. Мощность, потребляемая от коллекторного источника,

$$P_{к0} = E_К I_{К0}.$$

10. К. п. д. цепи коллектора

$$\eta_К = \frac{P_К}{P_{к0}}.$$

11. Мощность, рассеиваемая коллектором,

$$P_{mк} = P_{к0} - P_к.$$

12. Требуемое значение эквивалентного сопротивления

$$R_{экв} = \frac{U_К}{I_{К1}}.$$

13. Напряжение на переходе база — эмиттер

$$U'_Б = \frac{I_{К1} \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_s}\right)^2}}{S\alpha_1 (1 - \cos\theta)},$$

где S — крутизна характеристики транзистора для минимального напряжения $e_{к.мин} = E_К - U_К$; f — рабочая частота; f_s — граничная частота транзистора по крутизне, т. е. частота, при которой крутизна характеристики уменьшается в $\sqrt{2}$ раз.

Крутизну S можно определить по входным и выходным характеристикам транзистора (рис. 137). Вначале по выходным характеристикам для $e_{к.мин} = E_К - U_К$ находим изменение тока коллектора $\Delta I_к$ при изменении тока базы от $I_{Б1}$ до $I_{Б2}$. Затем на семействе входных характеристик находят (или строят) характеристику, соответствующую $e_{к.мин}$,

и по ней определяют изменение напряжения на базе $\Delta U_Б$, при котором ток базы изменяется от $I_{Б1}$ до $I_{Б2}$. Крутизна характеристики $S = \frac{\Delta I_К}{\Delta U_Б}$.

14. Амплитуда напряжения возбуждения

$$U_Б = U'_Б \left[1 + \frac{R_{экв}}{R_{22}} \alpha_1 (1 - \cos\theta)\right],$$

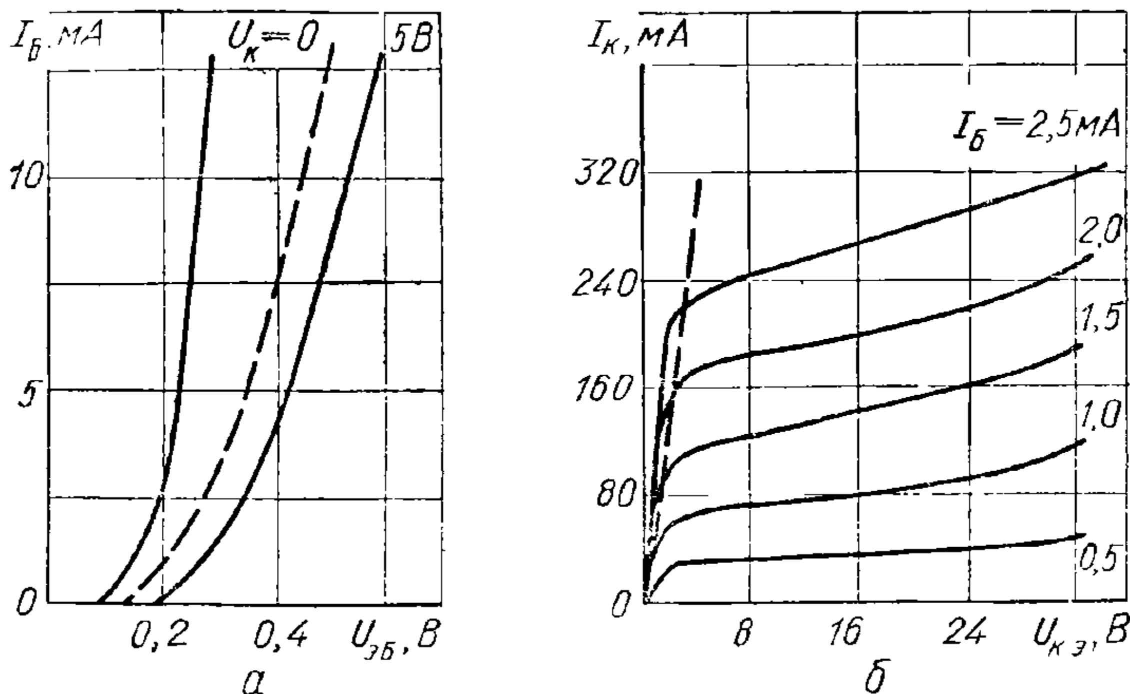


Рис. 137. Характеристики транзистора:
а — входные; *б* — выходные.

где R_{22} — активная составляющая выходного сопротивления транзистора:

$$R_{22} = \frac{1}{\omega C_К r'_Б S} \frac{1 + \left(\frac{f}{f_s}\right)^2}{\frac{f}{f_s}}.$$

Здесь $C_К r'_Б$ — постоянная времени цепи базы транзистора.

15. Мощность в цепи базы

$$P_Б \approx \frac{U_Б^2}{2r_Б},$$

где $r_Б$ — сопротивление базы. Величину $r_Б$ можно определить по формуле

$$r_Б = (1 \div 3) \frac{C_К r'_Б}{C_К}.$$

Коэффициент 1 соответствует относительно низким частотам, коэффициент 3 — относительно высоким.

16. Коэффициент усиления по мощности

$$K_P = \frac{P_К}{P_Б}.$$

Мощность $P_Б$ при нулевом смещении рассеивается на базе. Следовательно

$$P_{mБ} = P_Б.$$

17. Суммарная мощность, рассеиваемая транзистором, должна быть меньше допустимой, т. е. необходимо выполнение условия

$$P_{mК} + P_{mБ} < P_{доп}.$$

В тех случаях, когда одна лампа не в состоянии обеспечить заданную величину полезной мощности, применяют параллельное соединение нескольких одинаковых ламп, что соответствует включению одной лам-

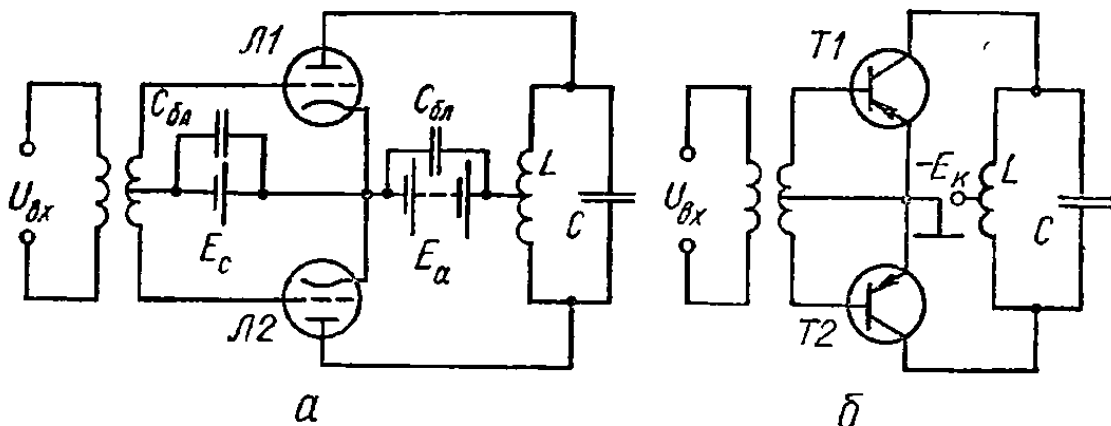


Рис. 138. Двухтактная схема усилителя мощности высокой частоты: *а* — на лампах; *б* — на транзисторах.

пы с увеличенной поверхностью катода и анода. Параметры такой эквивалентной лампы

$$S_{экв} = nS; \quad R_{iэкв} = \frac{R_i}{n}; \quad \mu_{экв} = \mu,$$

где n — количество ламп; S, R_i, μ — соответственно крутизна, внутреннее сопротивление и коэффициент усиления одной лампы.

Недостатком параллельного соединения ламп является увеличение суммарных междуэлектродных емкостей и, в частности, проходной емкости анод — сетка $C_{а.с}$, что может привести к возникновению паразитной генерации. Поэтому обычно больше двух ламп параллельно не соединяют.

Лучшие показатели можно получить при последовательном соединении двух ламп или транзисторов — двухтактной схеме усилителя (рис. 138, *а*, *б*).

Двухтактная схема образуется соединением двух одинаковых однотактных усилителей в точках, имеющих нулевой потенциал по переменному току. Переменные напряжения на управляющие сетки первой и второй ламп (базы транзисторов) подаются в противофазе. Вследствие этого анодные токи ламп (коллекторные токи транзисторов) сдвинуты по фазе на 180°.

Одним из преимуществ двухтактной схемы является отсутствие четных гармоник в нагрузочном колебательном контуре.

В двухтактной схеме междуэлектродные емкости ламп *Л1* и *Л2* (транзисторов *Т1 Т2*) соединены между собой последовательно и, следовательно, общая величина паразитной емкости уменьшается.

Напряжение на зажимах колебательного контура двухтактной схемы симметрично относительно точек нулевого потенциала (земли), что необходимо в некоторых случаях (например, при питании симметричных фидерных линий и антенн).

3. Выходные каскады передатчиков

Нагрузкой выходного каскада передатчика является антенна. Различают простую и сложную схемы выходного каскада. Для простой схемы анодным контуром усилителя является антенна, представляющая собой колебательную систему с распределенными параметрами (рис. 139).

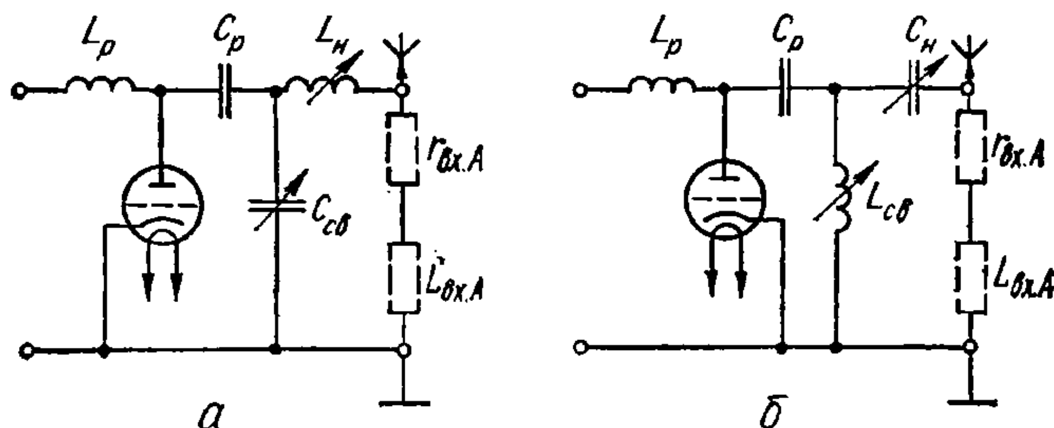


Рис. 139. Простые схемы выходного каскада:
a — $X_н = \omega L_н$; $б$ — $X_н = \frac{1}{\omega C_н}$.

В диапазонных передатчиках необходимо перестраивать антенный контур на различные частоты. Для этой цели в анодную цепь вводится элемент настройки $X_н$ ($L_н$ или $C_н$). Элемент связи $X_{св}$ ($C_{св}$ или $L_{св}$) позволяет изменять эквивалентное сопротивление нагрузки, что необходимо для получения оптимального режима анодной цепи. Эквивалентное сопротивление нагрузки при настроенной колебательной системе

$$R_{экв} = \frac{X_{св}^2}{r_н + r_{св} + r_{вх.А}},$$

где $r_н$, $r_{св}$ — активные сопротивления элементов настройки и связи; $r_{вх.А}$ — входное сопротивление антенны.

К. п. д. антенного контура равен отношению мощности, передаваемой в антенну, к мощности потерь:

$$\eta_{А.к} = \frac{I_А^2 r_{вх.А}}{I_А^2 (r_{св} + r_н + r_{вх.А})} = \frac{1}{1 + \frac{r_{св} + r_н}{r_{вх.А}}}.$$

Повысить к. п. д. $\eta_{А.к}$ можно увеличением входного сопротивления антенны и уменьшением сопротивлений $r_{св}$ и $r_н$. Потери обычно определяются активным сопротивлением проводов катушек и поэтому

пропорциональны индуктивности элементов $X_н$ и $X_{св}$. Для уменьшения общей индуктивности анодной цепи элементы $X_н$ и $X_{св}$ должны быть реактивностями различного знака (если $X_н$ — емкость, то $X_{св}$ — индуктивность и наоборот). К недостаткам простой схемы выходного каскада относятся слабая фильтрация высших гармоник и сложность по-

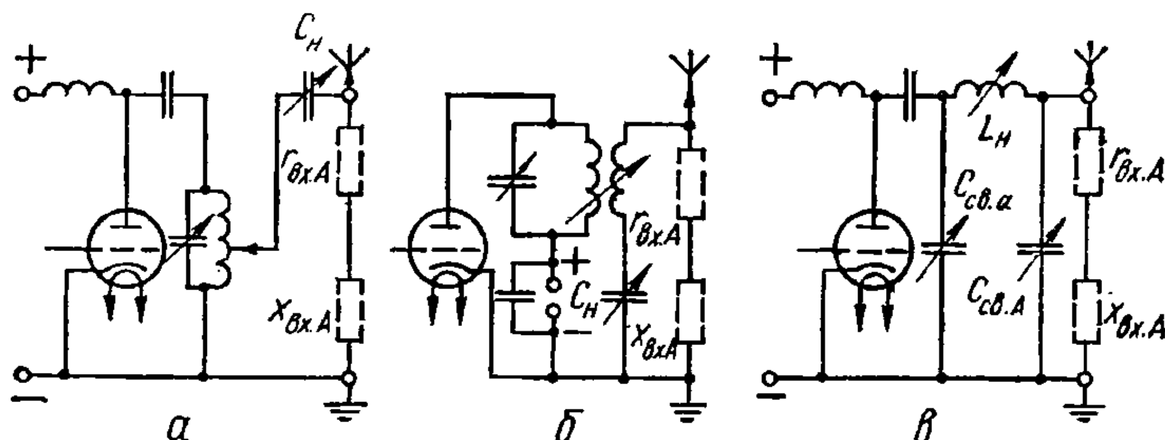


Рис. 140. Сложные схемы выходного каскада.

лучения требуемого эквивалентного сопротивления анодной цепи $R_{экв}$ при большом входном сопротивлении антенны.

Для сложной схемы выходного каскада характерным является промежуточный контур между антенным контуром и анодной цепью лампы (рис. 140). Наилучшей, с точки зрения фильтрации высших гармоник, является схема, показанная на рис. 140, *в*. Наличие двух органов связи (анодной цепи с промежуточным контуром и промежуточного контура с антенным) позволяет получить требуемое значение $R_{экв}$ при любой величине $r_{вх.А}$.

4. Генераторы синусоидального высокочастотного напряжения (автогенераторы)

В качестве возбудителей передатчиков могут использоваться ламповые и транзисторные генераторы, а также генераторы на туннельных диодах. Основными элементами лампового генератора являются: колебательный контур LC, электронная лампа, элемент обратной связи $L_{св}$ и источник питания $E_а$ (рис. 141).

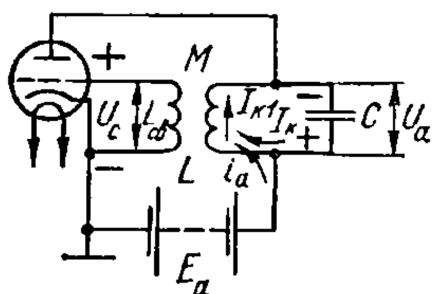


Рис. 141. Схема лампового генератора.

В контуре LC вследствие влияния внешних температурных воздействий, радиации, различных внешних электромагнитных полей и других факторов, даже при отсутствии специальных источников питания всегда существуют слабые свободные колебания с частотой $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$.

Генератор усилит эти колебания и превратит их в незатухающие (т. е. возникает генерация) при выполнении двух условий: если переменная составляющая анодного тока (первая гармоника) $I_{а1}$ будет совпадать по фазе с колебательным током в контуре и если величина энергии, доставляемая в контур из анодной цепи в течение периода, будет равна или больше энергии, теряемой в контуре за это же время.

Первое условие называется условием баланса фаз. Суммарный фазовый угол прохождения электрических сигналов в ламповом генераторе должен быть равен нулю:

$$\varphi_\Sigma = \varphi_{a.a} + \varphi_к + \varphi_{0c} + \varphi_a = 0,$$

где $\varphi_{a.a}$ — фазовый сдвиг между I_{a1} и U_a. При правильном подключении концов катушки $L_{св}$ сдвиг $\varphi_{a.a} = 180°$; $\varphi_к$ — фазовый сдвиг между напряжением U_a и током в индуктивной ветви коитура $I_{кL}$. Если пренебречь активным сопротивлением катушки, то $\varphi_к = 90°$; φ_{0c} — фазовый сдвиг между $I_{кL}$ и U_c. При работе лампы без сеточных токов $\varphi_{0c} = 90°$; φ_a — фазовый сдвиг между U_c и I_{a1}. На частотах, при которых электронную лампу можно считать безынерционным прибором, $\varphi_a = 0$.

В этом случае при установившихся колебаиниях каждая новая волна изменения анодного тока будет отличаться по фазе от предыдущей ровно на 360°, т. е. будет соблюдаться равенство $\varphi_\Sigma = 0$. При работе генератора это условие всегда устанавливается автоматически.

Так как величиины фазовых углов $\varphi_к$, φ_{0c}, φ_a отличаются от приведеиных значеиий, то сумма этих углов автоматически компенсируется противоположным изменением угла $\varphi_{a.a}$, т. е.

$$\varphi_{a.a} = -(\varphi_к + \varphi_{0c} + \varphi_a).$$

Изменение велнчины $\varphi_{a.a}$ свидетельствует о реактивном характере сопротивления анодного контура, что имеет место при частоте колебаний ω, отличной от собственной частоты контура ω_0. Чем больше активное сопротивление контура, тем больше отличается угол $\varphi_к$ от 90° и тем значительнее изменяется компенсирующий угол $\varphi_{a.a}$. Поэтому на практике в генераторах применяются колебательные контуры, имеющие высокую добротность. Тогда изменением угла $\varphi_{a.a}$ можно пренебречь. В практических расчетах считают, что $\omega \approx \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

Второе условие возникновеиия генерации называется условием баланса амплитуд. Колебательную мощность в контур генератора «доставляет» первая гармоника анодного тока. Следовательно, для обеспечения генерации должна быть достаточной величина первой гармоники аиодного тока I_{a1}, которая зависит от степени связи контура с сеточной цепью лампы. Степень связи определяется коэффициентом обратной связи

$$K = \frac{U_c}{U_a}.$$

Условие баланса амплнтуд выполняется при следующем соотиошении

$$K \geqslant D + \frac{1}{S_{ср} R_{экв}},$$

где $S_{ср}$ — средняя крутизна характернстики за период изменения сеточного напряжения; D — проницаемость лампы.

Для повышения к. п. д. генератора желательно применять режим с отсечкой аиодиого тока, при котором рабочая точка находится в области нижнего изгиба сеточной характеристики. В этом случае слабые

начальные колебания в контуре обусловливают незначительное переменное напряжение на сетке, изменение анодного тока происходит в области нижнего изгиба ламповой характеристики. В этой области величина $S_{ср}$ мала и для возникновения генерации необходима сильная обратная связь. Если плавно увеличивать обратную связь сближением катушек L и $L_{св}$, то генерация возникает скачкообразно. Скачкообразное возникновение колебаний при сильной обратной связи и резкий их срыв при уменьшении обратной связи называется жестким самовозбуждением. Жесткое самовозбуждение желательно с точки зрения увеличения к. п. д.

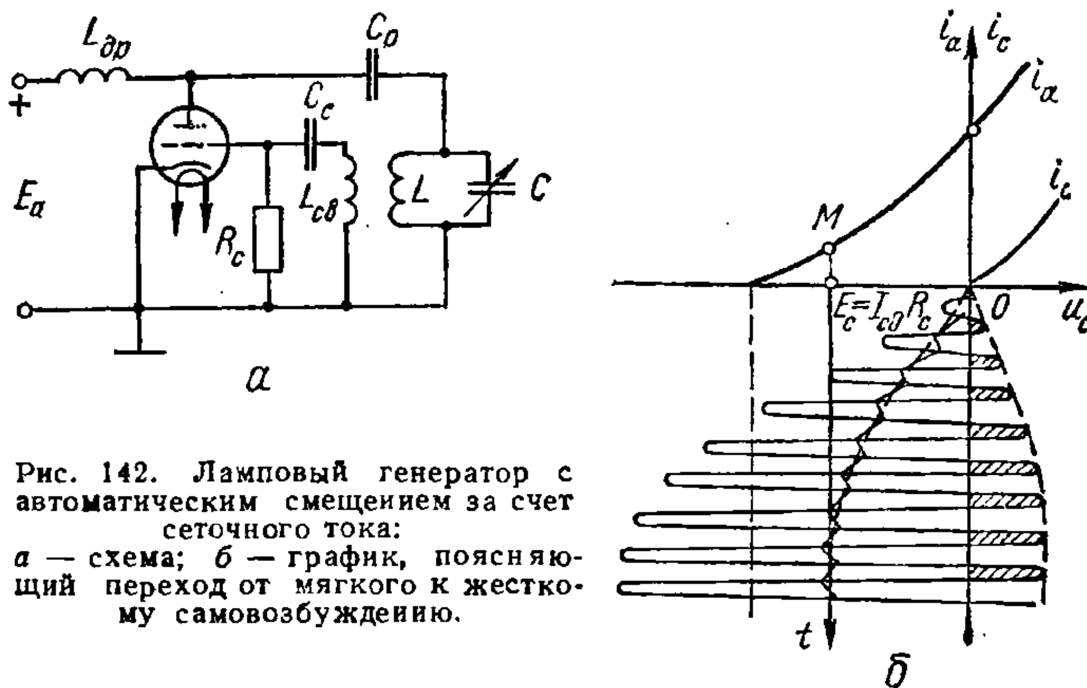


Рис. 142. Ламповый генератор с автоматическим смещением за счет сеточного тока:
а — схема; *б* — график, поясняющий переход от мягкого к жесткому самовозбуждению.

генератора. Для возникновения генерации требуется достаточно мощный электрический «толчок», который вывел бы рабочую точку на прямолинейный участок ламповой характеристики.

Если в исходном состоянии рабочая точка находится на прямолинейном участке характеристики, то даже при слабой обратной связи колебания плавно нарастают до установившегося значения. Такой режим называется мягким самовозбуждением. Преимущество мягкого самовозбуждения — легкость получения генерации, недостаток — низкий к. п. д. Совместить преимущества мягкого и жесткого самовозбуждения можно в том случае, если во время возникновения генерации рабочая точка находится на прямолинейном участке характеристики, а затем, по мере установления колебаний, она перемещается к нижнему изгибу. Описанную «подвижную» рабочую точку можно получить, применив в ламповом генераторе схему автоматического смещения за счет сеточного тока (рис. 142, *а*). В момент включения генератора сеточный ток в лампе отсутствует и начальное положение рабочей точки соответствует смещению $E_c = 0$ (рис. 142, *б*). Здесь колебания легко возбуждаются и начинают нарастать (мягкое самовозбуждение). По мере увеличения амплитуды колебаний постоянная составляющая сеточного тока возрастает, увеличивается отрицательное смещение и рабочая точка перемещается на нижний изгиб характеристики до тех пор, пока в генераторе не установится равновесное состояние (точка *M*). Работа генератора с отсечкой анодного тока свидетельствует о переходе к жесткому режиму самовозбуждения.

Генератор, схема которого показана на рис. 141, называется генератором с индуктивной (трансформаторной) обратной связью.

Коэффициент обратной связи для этой схемы

$$K = \frac{M}{L}.$$

Подключение лампы к контуру можно осуществить непосредственно в трех точках (к одной точке подключается анод, ко второй — сетка и к третьей — катод). Такие схемы получили название трехточечных. Произвольное подключение электродов лампы к элементам контура недопустимо, так как можно нарушить условие баланса фаз. Для получения сдвига по фазе между $U_а$ и $U_с$ на угол 180° необходимо участки сетка — катод и анод — катод лампы подключить к контуру так, чтобы между ними были реактивные сопротивления одного знака. Например, если между сеткой и катодом ($Z_{с.к}$) емкость, то между анодом и катодом ($Z_{а.к}$) тоже должна быть емкость или наоборот — две индуктивности.

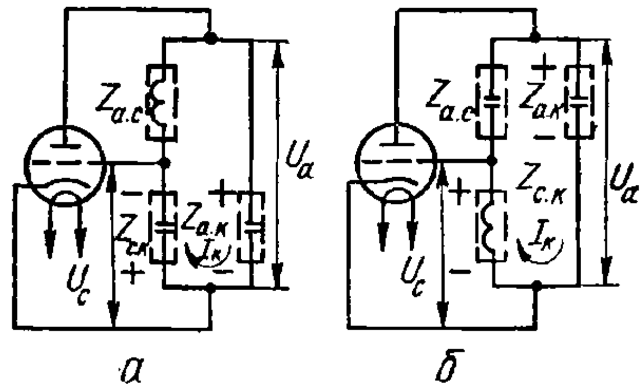


Рис. 143. Соединение трехточечной схемы:
а — правильное; б — неправильное.

Из рис. 143, а видно, что в этом случае $U_а$ и $U_с$ оказываются в противофазе. Если бы сопротивления сетка — катод и анод — катод были реактивными сопротивлениями различного знака, то $U_а$ и $U_с$ изменялись бы в одинаковой фазе (рис. 143, б) и самовозбуждение стало бы невозможным. Но все три реактивности должны в сумме образовать колебательный контур. Поэтому, если между сеткой и катодом, анодом и катодом включены

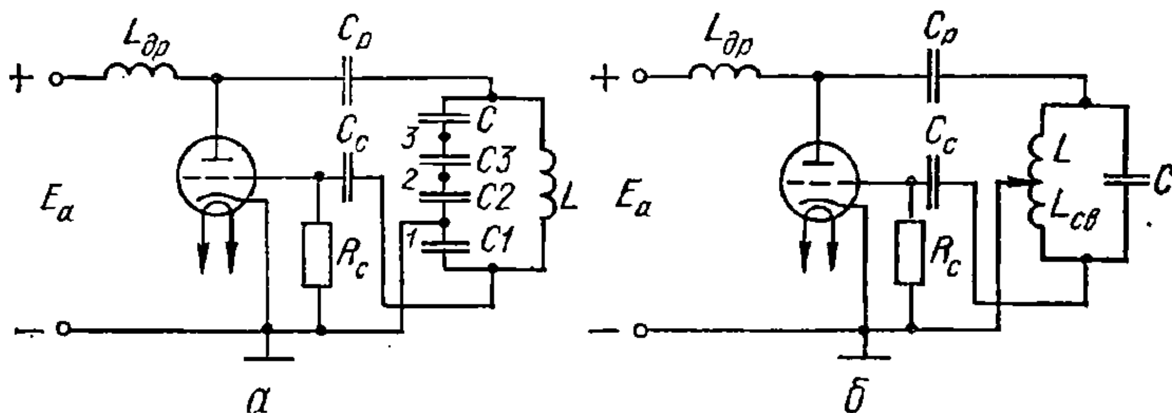


Рис. 144. Трехточечная схема лампового генератора с обратной связью:
а — емкостной; б — автотрансформаторной.

индуктивности, то между сеткой и анодом ($Z_{в.с}$) должна быть включена емкость. И, наоборот, если сопротивления $Z_{с.к}$ и $Z_{а.к}$ — емкости, то между сеткой и анодом необходимо включить индуктивность. На рис. 144, а показана схема трехточечного генератора с контуром III вида и емкостной обратной связью. Элементом обратной связи служат конденсаторы, включенные на участке сетка — катод. Коэффициент обратной связи для этой схемы

$$K = \frac{C_к}{C_{о.с}},$$

где $C_{о.с}$ — общая емкость, подключенная к участку сетка — катод.

Применяя несколько конденсаторов обратной связи, можно изменять коэффициент обратной связи без изменения общей емкости колебательного контура. В этом случае катодный провод подключают к одному из контактов (*1*, *2*, *3*).

На рис. 144, *б* приведена трехточечная схема с автотрансформаторной обратной связью. Здесь колебательный контур с рассредоточенными индуктивностями является контуром II вида. Элементом обратной связи служит часть контурной катушки $L_{св}$. Коэффициент обратной связи

$$K = \frac{L_{св}}{L_{общ}}.$$

Коэффициент обратной связи регулируют изменением соотношения между L и $L_{св}$.

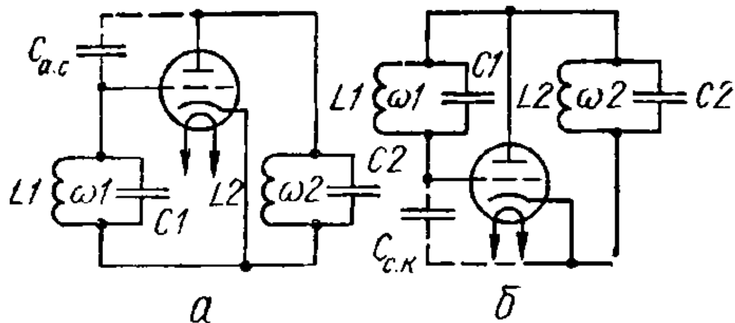


Рис. 145. Схема двухконтурного генератора с включением контуров на участке: *а* — сетка—катод и анод — катод; *б* — анод—сетка и сетка — катод.

В более сложных схемах участки цепей сетка — анод, анод — катод, сетка — катод могут быть выполнены на колебательных контурах, каждый из которых настраивается так, чтобы на генерируемой частоте иметь соответствующее реактивное сопротивление. На рис. 145, *а* показана схема двухконтурного генератора. Между сеткой и катодом лампы включен контур *L1C1*, а между анодом и катодом — контур *L2C2*. Роль реактивного элемента на участке анод — сетка выполняет междуэлектродная проходная емкость лампы $C_{а\ с}$. Так как между анодом и сеткой включена емкость, то между сеткой и катодом и между анодом и катодом должны быть включены индуктивности. Поэтому в таком генераторе колебания могут возникнуть только на такой частоте, при которой контуры *L1C1* и *L2C2* имеют сопротивление индуктивного характера. Генерация возникает на частоте ω, которая меньше любой из собственных частот контуров (ω_1 и ω_2). Иногда колебательные контуры подключают к участкам анод — сетка и анод — катод; тогда третьим элементом колебательной системы служит междуэлектродная емкость сетки — катод $C_{с.к}$ (рис. 145, *б*).

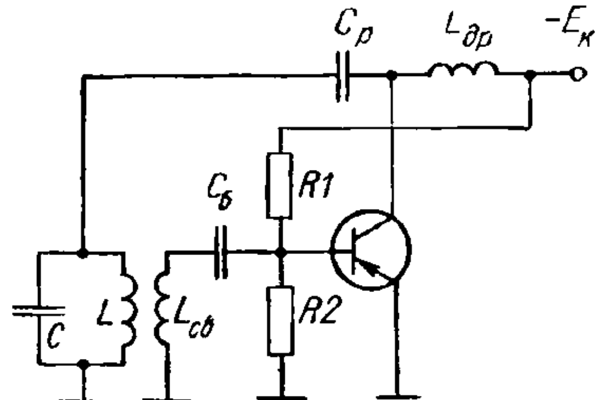


Рис. 146. Схема транзисторного генератора с трансформаторной обратной связью.

Схемы генераторов на транзисторах аналогичны схемам на электронных лампах, но имеют некоторые специфические особенности.

Схема генератора с трансформаторной обратной связью показана на рис. 146, *а*. Как и в ламповом генераторе, для генерации необходим баланс фаз:

$$\varphi_{К.К} = -(\varphi_К + \varphi_{о.с} + \varphi_Б),$$

где $\varphi_{К,К}$— фазовый угол между первой гармоникой коллекторного тока $I_{К1}$ и переменным коллекторным напряжением $U_К$; $\varphi_К$ — фазовый угол между $U_К$ и током в индуктивной ветви контура I_L; $\varphi_{о.с}$ — фазовый

угол между напряжением $U_Б$ и током I_L; $\varphi_Б$ — фазовый угол между напряжением $U_Б$ и током I_{K1}.

Так как входное сопротивление транзистора намного меньше, чем у электронной лампы, параллельно катушке $L_{св}$ оказывается подключенным малое сопротивление. Поэтому фазовый угол $\varphi_{о.с}$ в транзисторном генераторе намного больше отличается от 90°, чем в ламповом.

Движение носителей в транзисторе происходит с меньшей скоростью, чем в электронной лампе. Поэтому фазовый угол $\varphi_Б$ становится отличным от нуля на более низких частотах, чем в ламповом генераторе. Так как в транзисторном генераторе сумма $\varphi_K + \varphi_{о.с} + \varphi_Б$ больше отли-

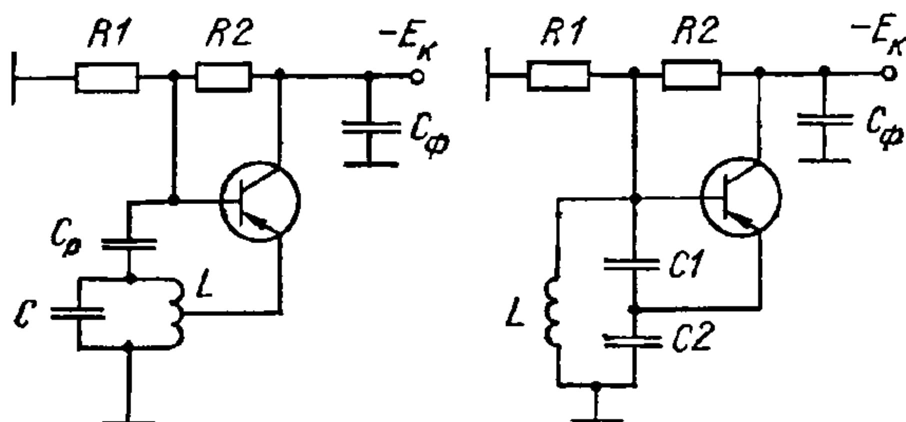


Рис. 147. Трехточечные схемы транзисторных генераторов.

чается от 180°, чем в аналогичном ламповом генераторе, компенсирующий фазовый угол $\varphi_{K.K}$ также значителен. Поэтому установившаяся частота в генераторе значительно отличается от частоты свободных колебаний контура, т. е. стабильность частоты транзисторного генератора всегда ниже, чем аналогичного лампового.

Так как в транзисторном генераторе при отсутствии напряжения между базой и эмиттером коллекторный ток имеет малую величину, то транзистор можно считать практически запертым. Поэтому даже при отсутствии смещения генератор работает с отсечкой коллекторного тока при угле отсечки $\theta = 90°$. Для получения угла отсечки меньше 90° необходимо на базу подавать незначительное положительное смещение. Рекомендуемый угол отсечки коллекторного тока 70—90°.

Режим работы транзисторного генератора очень зависит от внешней температуры. Для уменьшения температурных воздействий применяют различные методы, вплоть до помещения генератора в термостат, где автоматически поддерживается постоянство температуры.

Величина коллекторного напряжения в маломощных транзисторных генераторах обычно не превышает 15—20 В. Поэтому для получения полезной мощности требуется значительная величина коллекторного тока, что соответствует незначительному сопротивлению нагрузки в коллекторной цепи. Для уменьшения эквивалентного сопротивления контура коллектор подключают к части витков контурной катушки (рис. 146, *б*). При таком подключении создается колебательный контур II вида, его эквивалентное сопротивление уменьшается, что облегчает согласование контура с выходным сопротивлением транзистора.

Нагрузку обычно также подключают к части витков контура; это делается для того, чтобы сопротивление нагрузки незначительно влияло на параметры контура. Трехточечные схемы транзисторных генераторов

с автотрансформаторной и емкостной обратной связью приведены на рис. 147, *а*, *б*.

Для уменьшения вносимого сопротивления в контур связь коллекторной цепи и нагрузки с контуром сделана слабой. Роль сопротивления утечки выполняют резистор $R_Б$ и дроссель $Др_Б$.

Маломощные генераторы (при полезной мощности до единиц милливатт) рационально выполнять на туннельных диодах. Вольт-амперная характеристика туннельного диода имеет падающий участок, что соответствует отрицательному сопротивлению между его электродами.

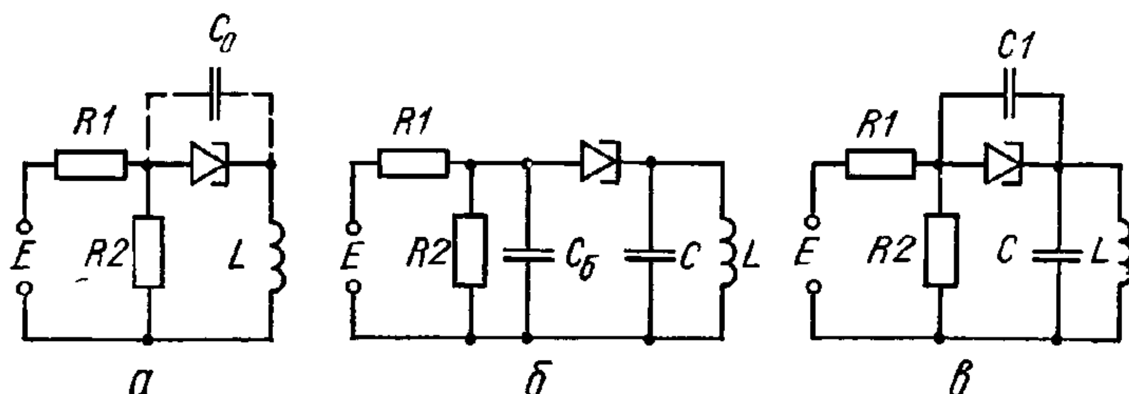


Рис. 148. Схемы генераторов на туннельных диодах:
а — последовательная; *б* — параллельная; *в* — последовательно-параллельная.

Подключение отрицательного сопротивления к колебательной системе компенсирует потери на ее активном сопротивлении и позволяет получить незатухающие колебания. К преимуществам генераторов на туннельных диодах относятся практически неограниченный диапазон генерируемых частот и высокая стабильность частоты, обусловленная отсутствием внешней обратной связи. Генераторы на туннельных диодах строятся по последовательной, параллельной либо по смешанной последовательно-параллельной схеме (рис. 148, *а*, *б*, *в*). Достоинством последовательной схемы является наибольшая рабочая частота, параллельная схема позволяет получить наибольшую выходную мощность. Последовательно-параллельная схема генерирует колебания, наиболее близкие к синусоидальным, и имеет высокую стабильность частоты.

5. Стабилизация частоты генераторов

Одним из важнейших требований, предъявляемых к генераторам, является строгое постоянство частоты генерируемых колебаний. В табл. 44 приведены общесоюзные нормы стабильности частоты радиопередатчиков. Изменение частоты могут вызвать следующие причины: механические воздействия, изменение температуры, изменение влажности, колебание величины питающих напряжений, влияние последующего каскада.

Основные способы повышения стабильности частоты.

1. Колебательный контур, применяемый в генераторе, должен иметь высокую добротность. При прочих равных условиях в контуре с малым затуханием стабильность частоты всегда выше, чем в контуре с большим затуханием.

2. Уменьшение механических воздействий достигается специальной технологией изготовления контурных катушек и конденсаторов. В частности, хорошие результаты дает нанесение обмотки на керамический каркас методом «вжигания» металла в керамику. Иногда элементы контура амортизируются.

3. Для уменьшения влияния температуры на величины L и C используют всевозможные методы компенсации. Например, в контур может быть включен конденсатор с отрицательным температурным коэффициентом. Тогда повышение температуры вызывает одновременное увеличение индуктивности катушки и уменьшение емкости конденсатора и частота колебаний остается неизменной. В некоторых случаях элементы колебательного контура помещаются в термостате.

4. Для уменьшения влияния влажности следует применять диэлектрики с малой объемной гигроскопичностью. Иногда оказывается целесообразной герметизация всей конструкции генератора и применение влагоулавливающих веществ.

5. Стабильность питающих напряжений обеспечивается применением различных автоматических стабилизаторов напряжения.

6. Для устранения влияния режима последующего каскада необходимо, чтобы усилитель, нагружающий генератор, работал без сеточных токов.

В случае использования транзисторного усилителя необходимо применять очень слабую связь генератора с усилителем.

При очень малой мощности генератора, слабой связи с нагрузкой и выполнении мер, указанных выше, можно получить относительную нестабильность частоты порядка 10^{-4} (0,01%).

Для получения более высокой стабильности частоты применяют кварцевые генераторы.

Переменное электрическое поле периодически сжимает и растягивает кварцевую пластинку, в результате в пластинке возникают механические колебания. Наиболее интенсивные колебания кварца будут при совпадении частоты подводимого напряжения с собственной частотой механических колебаний пластинки. При этом, вследствие явления прямого пьезоэффекта, на гранях пластинки возникает наибольшая переменная э. д. с., которая усиливает действие э. д. с. источника, и в цепи будет протекать наибольший ток. В последовательном колебательном контуре ток, потребляемый от источника, также зависит от частоты: на резонансной частоте его величина наибольшая. Кварцевую пластинку с учетом емкости пластин конденсатора (кварцедержателя) C_0 можно заменить эквивалентным колебательным контуром с элементами $L_{кв}$, $C_{кв}$ и $r_{кв}$ (рис. 37). Добротность такого контура очень велика. Так, кварцевая пластина с размерами 0,44 × 25 × 25,5 мм, вырезанная определенным образом из кристалла кварца (срез BT), имеет эквивалентную добротность $Q = 365\,000$. Большая величина добротности свидетельствует о высоких эталонных качествах кварцевой пластинки в отношении стабильности частоты.

Эквивалентная схема кварцевой пластинки представляет собой колебательный контур III вида, который характеризуется наличием двух резонансов:

в последовательном контуре на частоте

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_{кв}C_{кв}}},$$

в параллельном контуре на частоте

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_{кв}C_{общ}}},$$

Таблица 44

Общесоюзные нормы стабильности частоты радиопередатчиков

Тип станции	Допустимые отклонения частоты, %							
	диапазон 10—535 кГц	диапазон 535—1605 кГц	диапазон 1605—4000 кГц	диапазон 4—29,7 МГц	диапазон 29,7—100 МГц	диапазон 100—470 МГц	диапазон 470—2450 МГц	диапазон 2450—10 500 МГц
Фиксированная	0,02—0,1	—	0,005—0,01	0,0015—0,005	0,003—0,005	0,002—0,005	0,01	0,01—0,03
Наземная	0,01—0,05	—	0,005—0,01	0,0015—0,005	0,002—0,005	0,002—0,005	0,03	0,03
Подвижная	0,1—0,5	—	0,001—0,003	0,005—0,02	0,005—0,01	0,002—0,005	0,03	0,03
Станция радиоопределения	0,01	—	0,005—0,001	—	0,02	0,005	0,05	0,2
Радиовещательная	10 Гц	10 Гц	—	15 Гц	0,002—0,005	0,002	0,01	—
Телевизионная	—	—	—	—	1000 Гц	1000 Гц	1000 Гц	—

где

$$C_{общ} = \frac{C_{кв}C_0}{C_{кв} + C_0}.$$

Эквивалентный контур кварца оказывает сопротивление индуктивного характера только в диапазоне частот

$$\omega_1 < \omega < \omega_2.$$

Емкость C_0 намного превышает величину $C_{кв}$, поэтому общая емкость эквивалентного контура $C_{общ}$ незначительно отличается от $C_{кв}$,

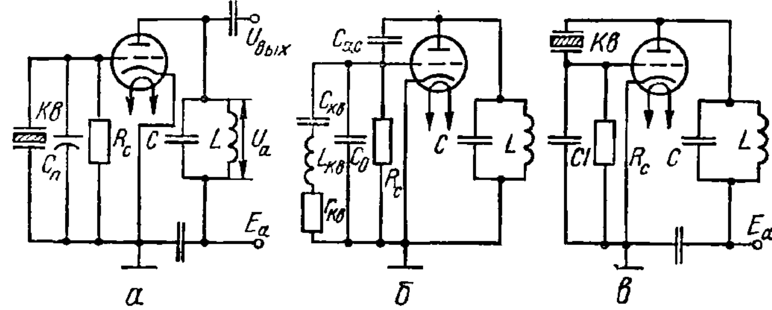


Рис. 149. Схема генератора с кварцевым резонатором:
а — в цепи сетка — катод; *б* — эквивалентная схема; *в* — в цепи сетка — анод.

а частота ω_1 отличается от ω_2 на ничтожно малую величину. Последнее свидетельствует о том, что кварц оказывает сопротивление индуктивного характера только в очень узком диапазоне частот. На этом свойстве основано применение кварца в схемах генераторов.

Кварцевый резонатор можно подключить к участку сетка — катод лампы (рис. 149, *а*). Замена кварца эквивалентным контуром (рис. 149, *б*) показывает, что данная схема не отличается от двухконтурного генератора, изображенного на рис. 145, *а*. Колебательный контур, включенный в анодную цепь лампы, должен быть настроен на более низкую частоту, чем частота колебаний кварца. В этом случае характер сопротивления контура также индуктивный и выполняется правило построения трехточечных схем.

Чем больше расстроен анодный контур, тем меньше зависит частота генерации от параметров этого контура и, следовательно, тем выше стабильность частоты. В высокостабильных генераторах часто осуществляют анодный контур в виде одной катушки без конденсатора.

Иногда кварцевый резонатор подключают к участку сетка — анод лампы (рис. 149, *в*). Так как кварцевая пластинка эквивалентна индуктивности, то сопротивления между сеткой и катодом, анодом и катодом должны иметь емкостный характер, т. е. контур LC должен быть на-

Таблица 45

Резонаторы пьезоэлектрические кварцевые и вакуумные

Тип	Диапазон частоты колебаний, кГц	Допустимые отклонения частоты, (±), Гц	Интервалы рабочих температур, °С
РЦ3.293.102Сп	24,000	0,5	От −10 до +70
РЦ3.381.711Сп	9,9952	0,6	От +15 до +35
РЦ3.381.712Сп	9997,2	0,6	
РЦ3.381.713Сп	10,0012	0,6	
РЦ3.381.714Сп	10,0032	0,6	
РЦ3.380.246Сп	9,992	1	От +15 до +35
РЦ3.380.063Сп	9,7—10,3	0,3	От −10 до +60
РЦ3.380.320Сп	9,7—10,3	0,3	От −10 до +60
РЦ3.381.778Сп	9—11	0,6	От +10 до +50
РЦ3.380.863Сп	128,348	$20\cdot10^{-6}$	От −10 до +60
РЦ3.380.018Сп	63,940	5	От +5 до +60
РЦ3.380.137Сп	162,860	3,2	От −40 до +70
РЦ3.381. $\frac{865}{867}$Сп	180—330	$20\cdot10^{-6}$	От −40 до +70
РЦ3.381.903Сп	180—330	$25\cdot10^{-6}$	От −50 до +80
РЦ3.381.776Сп	214,970	$20\cdot10^{-6}$	От 0±5° до +70±3
КГ-01	129,000	5	
КГ-02	900,000	40	
КФ-1	127,750	5	
КВ-2	128,020	5	
РЦ3.380.052Сп	1000	не более $3\cdot10^{-6}$	От +30 до +40
РЦ3.380.825Сп	4999,625—9999,786	15—80	От +55 до +65

строен на частоту, превышающую частоту колебаний кварца. Преимуществом схемы с кварцем в анодной цепи является то, что кварц не шунтируется участком сетка — катод, по которому протекает сеточный ток, поэтому схема имеет несколько большую стабильность частоты. Вместе с тем, эта схема имеет один существенный недостаток: напряжение, приложенное к кварцу и определяемое суммой анодного и сеточного напряжений, превосходит в несколько раз напряжение, приложенное к кварцу

Таблица 46

Резонаторы пьезоэлектрические кварцевые герметизированные

Тип	Диапазон частот, кГц	Допустимые отклонения частоты, (±), Гц	Интервал рабочих температур, °С
РЦЗ.381.847Сп	455—467	$25 \cdot 10^{-6}$	От —60 до +70
ШЖЗ.380.006Сп	794	8	От —50 до +65
ИФЗ.380.004Сп	3050	$1,5 \cdot 10^{-5}$	От —10 до +60
ИФЗ.380.009Сп	5000—13 000	$1,5 \cdot 10^{-5}$	От —10 до +40
РЦЗ.380.006Сп	4997,89	50	От +10 до +50
К56	5045,9	50	От +10 до +50

в схеме (рис. 149, *а*). При большом напряжении механические колебания кварца более интенсивные и пластинка может выйти из строя. Поэтому схема с кварцем между анодом и сеткой применяется только в маломощных генераторах.

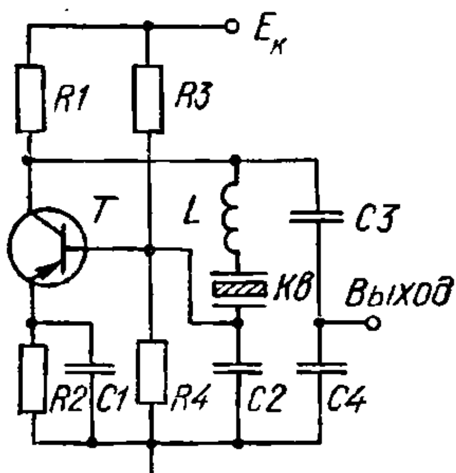


Рис. 150. Схема кварцевого генератора на транзисторе.

На рис. 150 приведена схема кварцевого генератора на транзисторе. В этой схеме кварц выполняет роль части индуктивности контура, включенного между базой и коллектором. Для обеспечения генерации к участкам база — эмиттер и эмиттер — коллектор подключены конденсаторы *С3* и *С4*. Резисторы *R1*, *R2*, *R3* служат для получения напряжения смещения и стабилизации коллекторного тока.

Кварцевые генераторы позволяют получить относительную нестабильность частоты порядка 10^{-6}, а при помещении генератора в термостат — до 10^{-7}.

В табл. 45, 46 приведены данные некоторых типов кварцевых резонаторов.

6. Умножение частоты

Размеры кварцевой пластины зависят от частоты колебаний: чем выше частота, тем меньше пластина. На очень высоких частотах размеры пластин становятся настолько малыми, что их изготовление и эксплуатация оказываются невозможными. В этом случае возбудитель с кварцевой стабилизацией работает на низкой частоте, а для увеличения частоты применяют умножитель. Умножение частоты применяют в передатчиках коротких, ультракоротких волн, а также в передатчиках с частотной модуляцией.

Умножитель частоты — это преобразователь, позволяющий увеличить частоту входного сигнала в *n* раз. Для умножения частоты необходимо сочетание нелинейного и линейного элементов. На вход умножителя поступает гармонический сигнал. Нелинейный элемент искажает его форму, в результате чего появляются высшие гармоники. Линейный элемент, обладающий избирательными свойствами (колебательный контур), настраивают на частоту требуемой гармоники, которая и создает полезный сигнал. Следовательно, умножение частоты происходит в *n*

раз, где n — номер гармоники, на которую настроен контур. Наиболее удобно умножить частоту в резонансном усилителе. Роль нелинейного элемента в схемах выполняет электронная лампа или транзистор, а линейного элемента — нагрузочный колебательный контур, который настраивают на частоту $n\omega$.

Амплитуда n-й гармоники анодного тока I_{man} связана с максимальным значением импульса тока $i_{\text{а.макс}}$ и углом отсечки θ соотношением

$$I_{man} = i_{\text{а.макс}}\alpha_n,$$

где α_n — коэффициент разложения косинусоидального импульса, зависящий только от угла отсечки.

Из графика (рис. 130) следует, что максимальное значение коэффициента α_2 соответствует углу отсечки $\theta = 60°$, а α_3 — углу $\theta = 40°$. По этой причине в удвоителях частоты обычно выбирают угол отсечки $\theta = 60°$, а в утроителях частоты $\theta = 40°$. Из того же графика видно, что при $\theta = 60°$ коэффициент $\alpha_2 = 0{,}276$. Обычный усилитель мощности высокой частоты работает при $\theta = 90°$, для которого $\alpha_1 = 0{,}5$. При одинаковых значениях переменных составляющих анодного напряжения умножителя и усилителя и максимальных значениях анодных токов полезная мощность удвоителя во столько раз меньше мощности усилителя, во сколько раз коэффициент α_1 больше, чем α_2, т. е. примерно в 1,8 раза. В утроителе частоты энергетические показатели еще хуже, чем в удвоителе. Поэтому в одном каскаде усилителя мощности высокой частоты обычно не применяют умножения частоты более, чем в три раза.

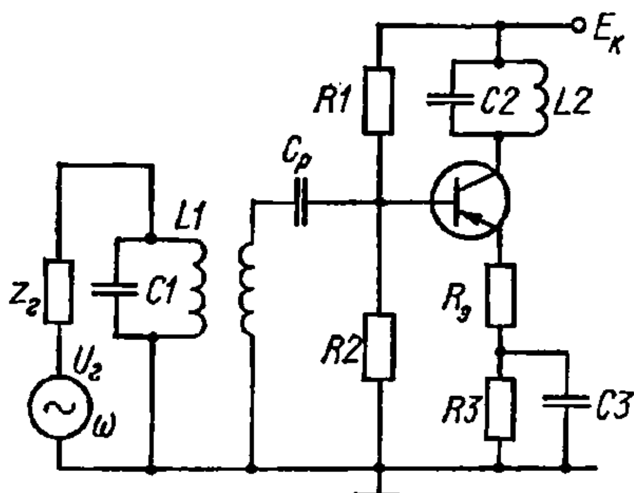


Рис. 151. Схема умножителя частоты на транзисторе.

Порядок расчета лампового удвоителя и утроителя частоты такой же, как и обычного усилителя мощности высокой частоты. Справедливы те же расчетные формулы, за исключением формул для напряжений в сеточной цепи.

Напряжение возбуждения и смещения для удвоителя.

$$U_c = \frac{i_{\text{а.макс}}}{S(1-\cos\theta)} + 2DU_a(1+\cos\theta);$$

$$E_c = E_c' - U_c\cos\theta + DU_a\cos 2\theta,$$

где E_c' — приведенное сеточное напряжение (величина E_c' приводится в справочных таблицах радиоламп);
для утроителя

$$U_c = \frac{i_{\text{а.макс}}}{S(1-\cos\theta)} + DU_a(1+2\cos\theta)^2;$$

$$E_c = E_c' - U_c\cos\theta + DU_a\cos 3\theta.$$

При одинаковом использовании лампы для умножителя величина эквивалентного сопротивления контура $R_{экв}$ оказывается значительно большей, чем для усилителя.

Схемы умножителей не отличаются от схем усилителей мощности высокой частоты. Двухтактная схема для удвоения частоты непригодна, так как в анодном контуре отсутствуют четные гармоники.

Умножители частоты на транзисторах отличаются от транзисторных усилителей мощности высокой частоты. Для увеличения стабильности работы транзисторного умножителя схема охватывается обратной связью. На рис. 151 приведена типичная схема умножителя на транзисторе. Элементом отрицательной обратной связи является резистор Rэ. Контур $L2C2$ настроен на частоту $n\omega$. Амплитуду тока полезной гармоники I_n определяют по заданной выходной мощности P_n:

$$I_n = \frac{2P_n}{U\text{К}} .$$

Величину переменного коллекторного напряжения находят по приближенной формуле

$$U_\text{К} = (0{,}6 \div 0{,}9)\ E_\text{К}.$$

Максимальный коллекторный ток

$$i_{\text{Кмакс}} = \frac{I_n}{\alpha_n} .$$

Затем по статической характеристике транзистора находят значение остаточного коллекторного напряжения $U_{\text{вх.ост}} = S_\text{К} i_{\text{К макс}}$.

7. Амплитудная модуляция

Модуляция — изменение параметров тока или напряжения высокой частоты по закону сигнала информации. Сигналы информации (звуковые, телевизионные и др.) могут воздействовать на амплитуду, частоту и фазу колебаний высокой частоты. В соответствии с этим различают амплитудную, частотную и фазовую модуляцию (АМ, ЧМ и ФМ).

При амплитудной модуляции (АМ) амплитуда высокочастотных колебаний изменяется по закону сигнала информации (рис. 152).

Если модулирующим сигналом является простое гармоническое напряжение и мгновенное значение высокочастотного напряжения (без модуляции)

$$u = U_\text{н} \cos \omega_\text{н} t,$$

то уравнение амплитудно-модулированного колебания имеет вид

$$u = U_\text{н}\ (1 + m \cos 2\pi f_\text{н} t) \cos 2\pi f_\text{н} t =$$

$$= U_\text{н} \cos 2\pi f_\text{н} t + \frac{mU_\text{н}}{2} \cos 2\pi\ (f_\text{н} + f_\text{н})\ t + \frac{mU_\text{н}}{2} \cos 2\pi\ (f_\text{н} - f_\text{н})\ t,$$

где $f_\text{н}$ — частота сигнала информации; $f_\text{н}$ — частота высокочастотного колебания (несущая частота); $m = \frac{U_\text{м}}{U_\text{н}}$ — коэффициент модуляции.

Полученное выражение показывает, что амплитудно-модулированное колебание состоит из трех составляющих:

1) несущей частоты с амплитудой $U_н$ и частотой $f_н$;

2) верхней боковой частоты с амплитудой $\frac{mU_н}{2}$ и частотой $f_н + f_и$;

3) нижней боковой частоты с амплитудой $\frac{mU_н}{2}$ и частотой $f_н - f_и$.

Расположение этих составляющих на оси частот показано на рис. 153. Полезная информация (модулирующий сигнал) содержится только в боковых частотах. Амплитудно-модулированное колебание занимает полосу частот, равную $2f_и$.

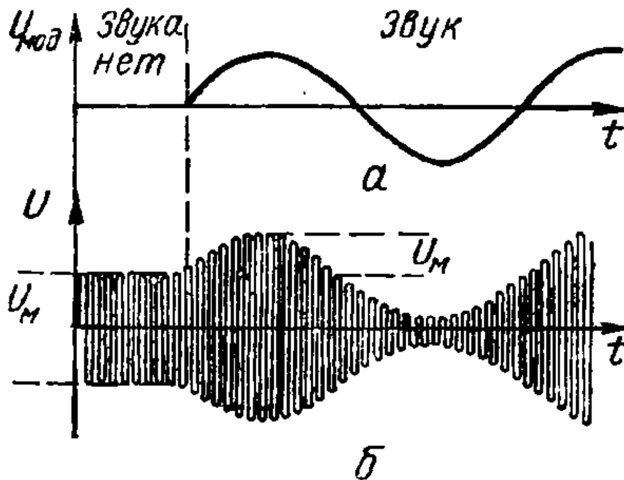


Рис. 152. График амплитудной модуляции:
а — модулирующий сигнал; б — промодулированное высокочастотное колебание

На практике модуляция осуществляется обычно не одной звуковой частотой, а целым спектром частот, который соот-

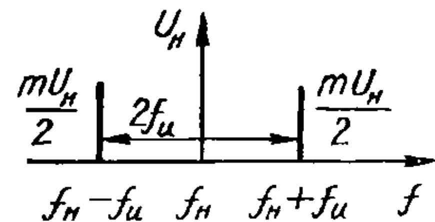


Рис. 153. Составляющие амплитудно-модулированного колебания.

ветствует речевой, музыкальной или телевизионной передаче. Поэтому реальное амплитудно-модулированное колебание состоит из несущей частоты и множества боковых частот, образующих боковые полосы. Полоса частот, занимаемая таким колебанием, равна удвоенному значению наивысшей частоты модуляции $2f_{и.макс}$.

Во время АМ амплитуда высокочастотного напряжения изменяется от минимального

$$U_{мин} = U_н (1 - m)$$

до максимального значения

$$U_{макс} = U_н (1 + m).$$

Наибольшая мощность при АМ

$$P_{макс} = \frac{U^2_{макс}}{R} = \frac{U^2_н (1 + m)^2}{R} = P_н (1 + m)^2.$$

Минимальная мощность при АМ

$$P_{мин} = P_н (1 - m)^2.$$

В случае 100%-ной модуляции ($m = 1$) мощность изменяется в пределах от $P_{мин} = 0$ до $P_{макс} = 4\ P_н$, что является большим недостатком АМ. Во-первых, дальность действия радиостанции зависит от излучаемой мощности. Поэтому средняя дальность действия радиостанции с амплитудной модуляцией оказывается меньшей, чем при телеграфной манипуляции или ЧМ, когда амплитуда остается неизменной. Во-вторых, передатчик должен быть рассчитан на отдачу наибольшей мощности

$4P_н$, но используется он нерационально, так как фактически передатчик отдает среднюю мощность. Одним из недостатков АМ является высокий уровень помех при радиоприеме.

Амплитудную модуляцию можно осуществить как в генераторе с самовозбуждением, так и в усилителе мощности высокой частоты. Подключение источника модулирующего сигнала к генератору с самовозбуждением нежелательно, так как это может повлиять на стабильность частоты. Поэтому чаще всего модуляцию осуществляют в одном из каскадов усилителя.

В ламповом усилителе модулирующий сигнал можно подавать на управляющую сетку лампы (сеточная модуляция), на анод (анодная мо-

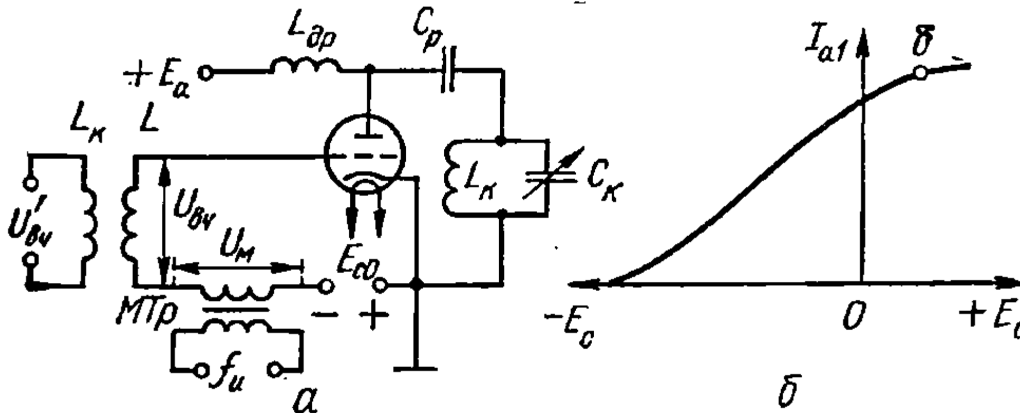


Рис. 154. Схема сеточной модуляции (*а*) и модуляционная характеристика (*б*).

дуляция), на экранирующую сетку тетрода или пентода, а также на защитную сетку пентода. О качестве модуляции судят по модуляционной характеристике, которая представляет собой график зависимости первой гармоники анодного тока от величины напряжения, которое изменяется по закону модулирующего сигнала. Например, для сеточной модуляции модуляционная характеристика $I_{a1} = f(E_c)$, так как при такой модуляции изменяется напряжение смещения E_c; модуляционная характеристика при анодной модуляции $I_{a1} = f(E_a)$, при модуляции на защитную сетку $I_{a1} = f(E_{c3})$ и т. д.

На рис. 154, *а* показана схема сеточной модуляции. Результирующее напряжение смещения равно алгебраической сумме напряжений источника E_{c_0} и на вторичной обмотке модуляционного трансформатора *МТр* $U_м$. Если источник модулирующего сигнала не может обеспечить требуемого напряжения и мощности, то применяется предварительный усилитель — модулятор.

Необходимым условием получения модуляции является работа усилителя колебаниями II рода. Изменение напряжения смещения при колебаниях I рода вызывает только изменение постоянной составляющей анодного тока, которая не создает напряжения на колебательном контуре. Кроме того, для получения неискаженной сеточной модуляции необходимо, чтобы при изменениях смещения режим усилителя оставался недонапряженным. Переход в перенапряженный режим связан с искажением формы импульсов анодного тока, из-за чего нарушается линейная зависимость $I_{a1} = f(E_c)$. Типичный вид модуляционной характеристики при сеточной модуляции показан на рис. 154, б. Резкий изгиб характеристики правее точки б может быть связан с переходом в область насыщения лампы или возникновением перенапряженного режима.

Основное достоинство сеточной модуляции — малая мощность

модулятора. Основной недостаток — низкие энергетические показатели, что связано в основном с большим изменением величины к. п. д. во время модуляции. Последнее вытекает из формулы

$$\eta = \frac{U_a I_{a1}}{2E_a I_{a0}}.$$

Величины I_{a1} и I_{a0} во время модуляции изменяются почти пропорционально, так что их отношение можно считать постоянным. Но отношение $\frac{U_a}{E_a}$ изменяется в широких пределах вследствие того, что напряжение источника E_a постоянно.

Расчет усилителя, модулируемого изменением смещения, производится для двух режимов: максимального (при наибольшем модулирующем сигнале) и несущей частоты (при отсутствии модулирующего сигнала).

Лампа должна обеспечивать требуемую величину колебательной мощности $P_{макс}$. Угол отсечки анодного тока в максимальном режиме рекомендуется выбирать $\theta = 100 \div 110°$.

Величины, характеризующие режим несущей частоты, связаны с аналогичными величинами в максимальном режиме следующими соотношениями:

Амплитуда первой гармоники анодного тока

$$I_{ma1н} = \frac{I_{a1макс}}{1+m}.$$

Постоянная составляющая анодного тока

$$I_{a0н} = \frac{I_{a0макс}}{1+m}.$$

Переменное анодное напряжение

$$U_{а.н} = \frac{U_{а.макс}}{1+m}.$$

Минимальное напряжение смещения

$$E_{с.мин} = E_с' - U_с.$$

Напряжение смещения в режиме несущей частоты

$$E_{с.н} \approx \frac{E_{с.макс} + mE_{с.мин}}{1+m}.$$

Амплитуда модулирующего сигнала

$$U_м = E_{с.макс} - E_{с.н}.$$

На рис. 155, *а* приведена схема анодной модуляции. Результирующее напряжение анодного питания E_a равно алгебраической сумме постоянного напряжения E_{a0} и напряжения на модуляционном трансформаторе $U_м$. Изменение анодного напряжения намного слабее влияет на изменение анодного тока, чем изменение напряжения на сетке. Поэтому в недонапряженном режиме наблюдается медленный рост первой гармоники анодного тока с увеличением напряжения E_a и модуляционная характеристика оказывается нелинейной.

Пропорциональную зависимость между I_{a1} и E_a возможно получить только в перенапряженном режиме, где изменению первой гармоники «помогает» искажение формы импульса анодного тока. Чем меньше E_a, т. е. чем сильнее напряженность режима, тем больше искажается форма импульса и тем меньшей оказывается амплитуда первой гармоники.

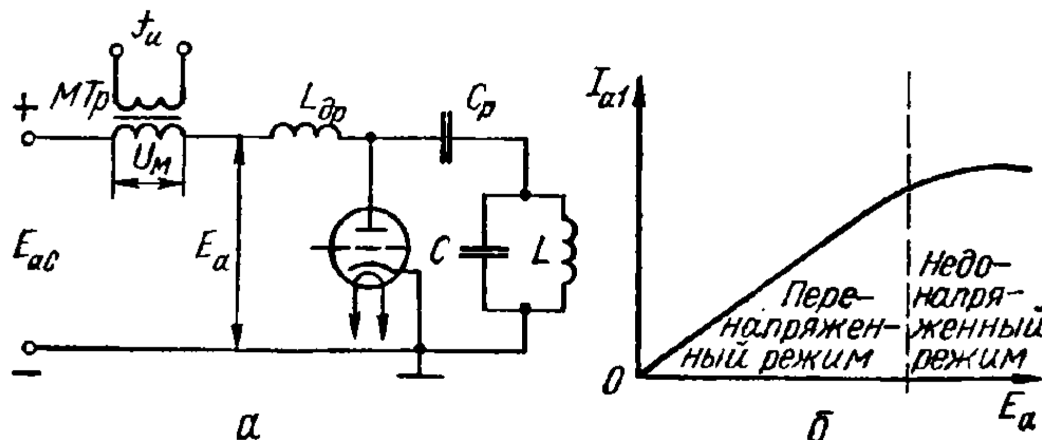


Рис. 155. Схема анодной модуляции (*а*) и модуляционная характеристика (*б*).

Модуляционная характеристика $I_{a1} = f(E_a)$ показана на рис. 155, *б*.

Основное преимущество анодной модуляции — постоянство величины к. п. д., что объясняется постоянством отношения,

$$\xi = \frac{U_a}{E_a}.$$

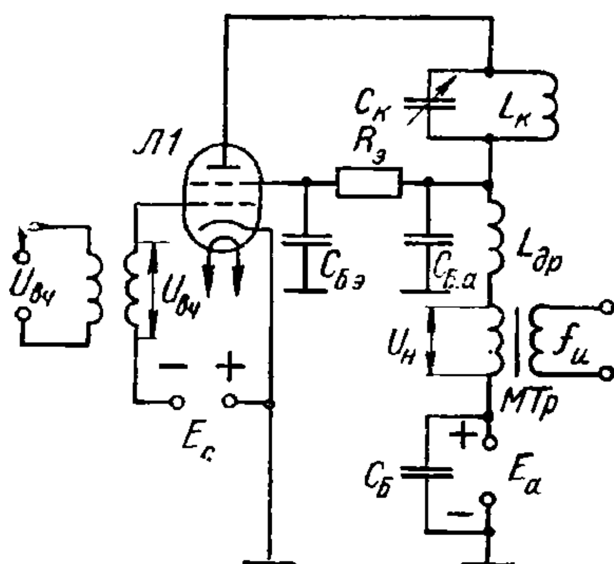


Рис. 156. Схема анодно-экранной модуляции.

Основной недостаток — значительная мощность, потребляемая от модулятора, так как модулятор подключается непосредственно в анодную цепь. В мощных передатчиках модуляторы выполняются по двухтактной схеме.

Усилители мощности высокой частоты, в которых осуществляется анодная модуляция, рассчитываются для двух режимов: максимального и несущей частоты.

В связи с работой усилителя в перенапряженном режиме потери на аноде лампы уменьшаются, поэтому выбор лампы рекомендуется производить так, чтобы

$$P_л \geqslant P_н (1 + m).$$

В момент максимального сигнала усилитель должен отдавать мощность $P_{макс}$, работая в критическом режиме. При этом напряжение анодного питания $E_{а.макс} = E_{а.н} (1 + m)$.

Исходными данными для расчета модулятора являются: модулирую-

щее напряжение

$$U_{а.м} = mE_{а.н};$$

мощность модулятора

$$P_м = 0{,}5m^2P_{а.н};$$

сопротивление нагрузки модулятора

$$R_{н.м} \approx \frac{E_{а.н}}{I_{а0н}}.$$

На рис. 156 показана схема анодно-экранной модуляции, при которой происходит одновременное изменение анодного напряжения и напряжения на экранирующей сетке лампы. Дополнительная модуляция на экранирующую сетку позволяет уменьшить потери на экранирующей сетке и получить более линейную модуляционную характеристику.

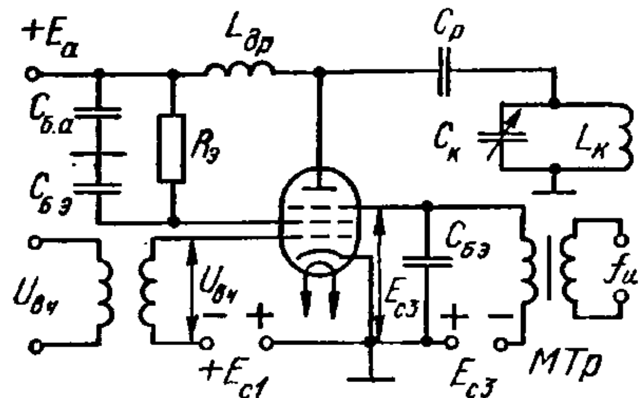


Рис. 157. Схема модуляции на защитную сетку пентода.

Схема модуляции на защитную сетку пентода приведена на рис. 157. Преимуществом такой модуляции является малая мощность модулятора, так как рабочий участок модуляционной характеристики $I_{a1} = f(E_{c3})$ расположен в области отрицательных значений E_{c3}. Кроме того, модуляционная характеристика получается более линейной, чем при модуляции на управляющую сетку.

Максимальный режим получается при $E_{c3\,макс} = 0$. Анодный ток прекращается при смещении

$$E_{c3мин} = -\frac{E_a}{\mu_{c3}},$$

где μ_{c3} — коэффициент усиления лампы по защитной сетке.

Смещение на защитной сетке в режиме несущей частоты

$$E_{c3н} \approx \frac{E_{c3макс} + mE_{c3мин}}{1+m}.$$

Модулирующее напряжение

$$U_{c3м} = E_{c3макс} - E_{c3н}.$$

В транзисторных усилителях на частотах, отличных от граничной частоты транзистора, схемы модуляции мало отличаются от ламповых. Так, можно осуществить модуляцию на базу или коллектор аналогично тому, как производится модуляция на сетку и анод лампы. Однако на достаточно высоких частотах начинает сказываться влияние собственных емкостей транзистора, так как емкости коллекторного и эмиттерного переходов зависят от приложенных напряжений. На высоких частотах емкость колебательной системы имеет настолько малую величину, что она становится соизмерима с междуэлектродными емкостями транзистора.

При АМ одновременно с изменением напряжений и токов по требуемому закону изменяются динамические емкости транзистора, что

вызывает расстройку колебательного контура и, как следствие, изменение режима работы усилителя. Последнее приводит к увеличению различных искажений, возникающих при модуляции. Устранение этого недостатка возможно при одновременном использовании коллекторной и базовой модуляции (рис. 158). В данной схеме на транзисторе *T1* собран модулятор, а на *T2* — модулируемый усилитель. Во время модуляции одновременно изменяется напряжение коллекторного питания и напряжение смещения, поступающее на базу с делителей *R3*, *R4*. Изменения коллекторного и базового напряжения вызывают изменения различных динамических емкостей. Так, например, увеличение коллекторного напряжения вызывает уменьшение емкости коллектор — база $C_К$, а увеличение напряжения на базе приводит к возрастанию емкости база — эмиттер $C_Э$. Таким образом, одновременная подача модулирующего напряжения на базу и коллектор может создать эффект постоянства результирующей динамической емкости, вносимой транзистором в контур.

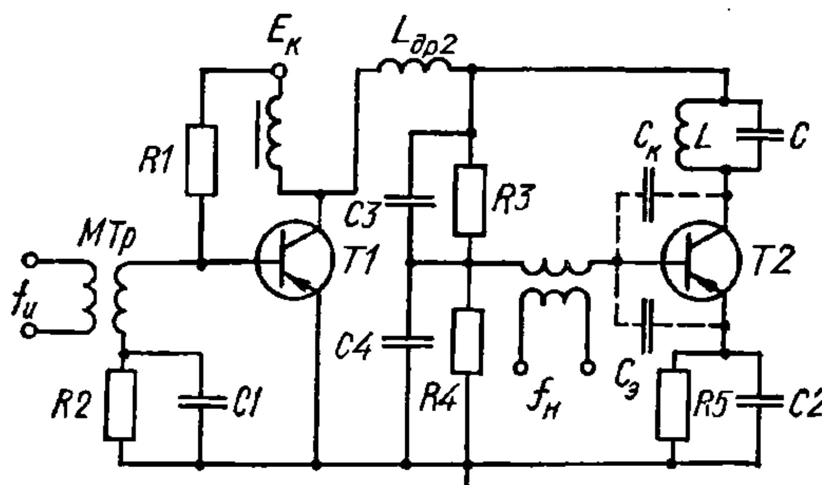


Рис. 158. Схема модуляции транзисторного генератора.

8. Передача одной боковой полосой

Из анализа амплитудно-модулированных колебаний следует, что сигнал информации содержится только в боковых полосах. Поэтому радиосвязь можно осуществлять без несущей частоты, а так как боковые полосы симметричны, то возможна связь на одной боковой полосе (ОБП). Для нормальной работы радиоприемника в нем необходимо восстанавливать сигнал несущей частоты. Передача ОБП дает значительный энергетический выигрыш по сравнению с обычной АМ. Передатчик с обычной АМ рассчитывается на максимальную мощность при модуляции. Если перевести такой передатчик на работу ОБП, то в месте приема это будет эквивалентно увеличению мощности передатчика в 16 раз.

Основными методами формирования однополосного сигнала являются фильтровый и фазокомпенсационный. Фильтровый метод предполагает использование балансного модулятора, в котором подавляется несущая частота, после чего оставшиеся две боковых полосы пропускают

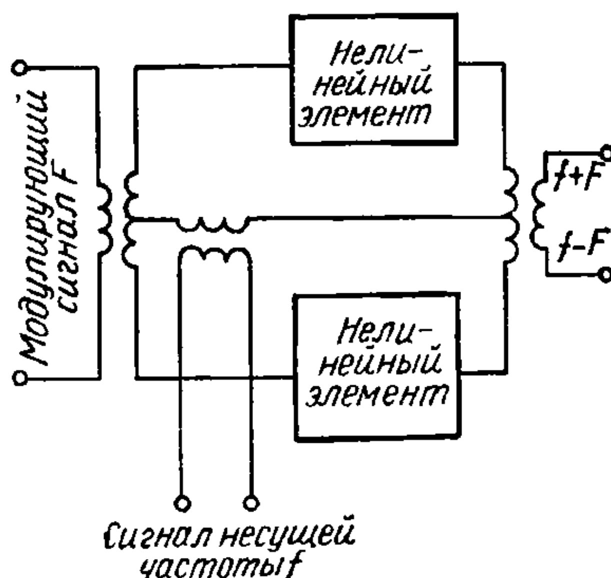


Рис. 159. Схема балансного модулятора.

через фильтр. На выход фильтра поступает одна боковая полоса (верхняя или нижняя). На рис. 159 приведена принципиальная схема балансного модулятора.

Структурная схема диапазонного возбудителя передатчика с фильтровым методом получения ОБП показана на рис. 160. Модулирующий сигнал поступает на балансный модулятор БМ, на который подаются колебания от генератора КГ1, стабилизированного кварцем. Две бо-

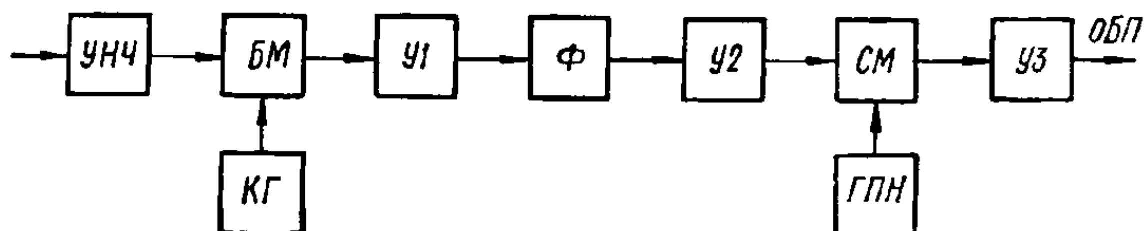


Рис. 160. Структурная схема возбудителя с фильтровым методом получения ОВП.

ковых полосы с выхода БМ поступают на усилитель У1, а затем на фильтр Ф. На выходе фильтра образуется одна боковая полоса, которая усиливается усилителем У2. Для возможности изменения частоты передатчика используются смеситель СМ и генератор с плавной настройкой ГПН. Смеситель выделяет на выходе сигнал разностной частоты, поэтому при изменении частоты ГПН будет изменяться частота передатчика.

На рис. 161 приведена структурная схема возбудителя с фазокомпенсирующим методом получения ОБП. Модулирующий сигнал подается

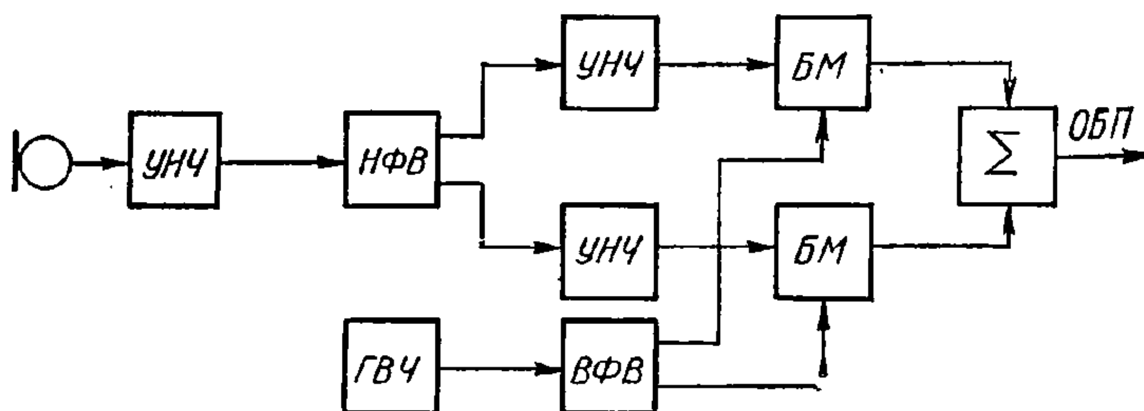


Рис. 161. Структурная схема возбудителя с фазокомпенсирующим методом получения ОБП.

на низкочастотный фазовращатель НФВ, который образует на выходе два напряжения, сдвинутые по фазе на 90°. Эти напряжения после усиления в УНЧ поступают на балансные модуляторы БМ. На вторые входы БМ воздействуют напряжения с выхода высокочастотного фазовращателя ВФВ, который преобразует высокочастотное напряжение генератора ГВЧ в два напряжения, сдвинутые по фазе на 90°. В результате на выходах каждого БМ возникают пары боковых полос, причем одна боковая полоса находится в одинаковой фазе, а вторая — в противофазе. В суммирующем устройстве Σ противофазные боковые полосы подавляются, а совпадающие по фазе — суммируются и поступают на выход в виде сигнала ОБП.

Возбудители, работающие по фильтровому методу, несмотря на более сложную схему, применяются на практике чаще, чем работающие на фазокомпенсирующем методе. Это объясняется более высокой устойчивостью данной схемы, хорошим подавлением нерабочей боковой полосы, простотой настройки.

9. Фазовая модуляция

При фазовой модуляции (ФМ) амплитуда высокочастотного колебания остается неизменной, а его фаза изменяется по закону модулирующего сигнала. Процесс фазовой модуляции иллюстрируется графиком (рис. 162). На рис. 162, *а* показан закон изменения модулирующего сигнала, а на рис. 162, *б* — высокочастотного колебания. Штриховой линией изображено немодулированное колебание, а сплошной линией — модулированное по фазе. Наибольший фазовый сдвиг $\Delta\varphi$ соответствует амплитудному значению модулирующего сигнала.

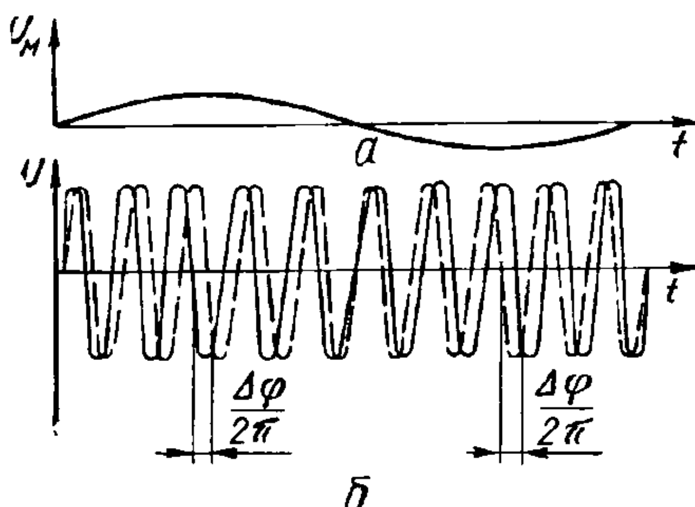


Рис. 162. График фазовой модуляции: *а* — модулирующий сигнал; *б* — промодулированное высокочастотное колебание

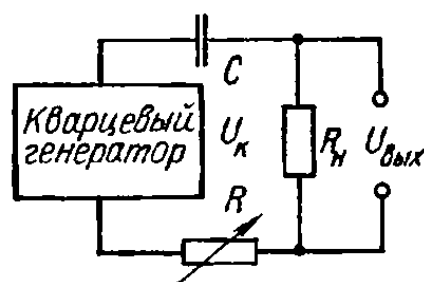


Рис. 163. Схема простейшего способа получения фазовой модуляции

Уравнение модулированного по фазе колебания имеет вид:

$$U = U_н \cos(\omega_н t + \Delta\varphi \cos \omega_и t).$$

Наибольший фазовый угол $\Delta\varphi$ зависит от амплитуды модулирующего сигнала (при модуляции звуковыми колебаниями — силой звука перед микрофоном).

При ФМ изменяется также и частота высокочастотного колебания, следовательно, во время фазовой модуляции одновременно возникает и частотная модуляция (ЧМ).

Простейшим способом получения фазовой модуляции является применение фазосдвигающей цепи с изменяющимся активным сопротивлением R (рис. 163). При изменении величины R изменяется фазовый сдвиг между током и напряжением и, следовательно, между напряжением кварцевого генератора $U_{к.г}$ и напряжением на выходе $U_{вых}$. Роль переменного сопротивления может выполнить электронная лампа или транзистор, на которые подается модулирующий сигнал. Недостатком такой схемы является ограниченный фазовый сдвиг (меньший 90°), а также изменение амплитуды выходного напряжения, т. е. возникновение паразитной амплитудной модуляции.

Более совершенную ФМ можно получить путем преобразования АМ в ФМ. Анализ показывает, что если изменить на 90° фазу составляющей несущей частоты относительно боковых частот, то фаза АМ колебания

будет изменяться по закону модулирующего сигнала. На этом принципе работает большинство фазовых модуляторов. Фазовую модуляцию часто используют для последующего преобразования в ЧМ.

10. Частотная модуляция

При частотной модуляции (ЧМ) частота высокочастотных колебаний изменяется по закону модулирующего сигнала

$$\omega = \omega_н + \Delta\omega \cos \omega_н t,$$

где $\Delta\omega$ — наибольшее изменение (девиация) частоты, пропорциональное амплитуде модулирующего напряжения.

Уравнение частотно-модулирующих колебаний

$$U = U_н \cos\left(\omega_н t + \frac{\Delta\omega}{\omega_н} \sin \omega_н t\right) = U_н \cos(\omega_н t + M \sin \omega_н t).$$

Отношение $\frac{\Delta\omega}{\omega_н} = \frac{\Delta f}{f_н} = M$ называется индексом модуляции.

Различают два вида ЧМ: узкополосную, когда $\frac{\Delta f}{f_{н\ макс}} < 1$, и широкополосную, когда $\frac{\Delta f}{f_{н\ макс}} > 1$. Качество радиосвязи при ЧМ (отношение полезного сигнала к помехам) пропорционально индексу модуляции M, однако с увеличением M резко возрастает полоса частот, занимаемая частотно-модулированным сигналом. В современных радиовещательных передатчиках максимальная девиация частоты бывает порядка $\Delta f = 70 \div 75$ кГц. В случае модуляции сигналом одной звуковой частоты промодулированное колебание содержит бесконечное количество верхних и нижних боковых частот. Однако наиболее интенсивными являются боковые частоты, непосредственно примыкающие к несущей. На практике используют понятие действительной ширины полосы ΔF_γ, вне которой амплитуда любой составляющей оказывается менее 1% от амплитуды немодулированного колебания. С достаточной для практики точностью полосу ΔF_γ можно определить по формуле

$$\Delta F_\gamma = 2f_н(1 + M).$$

Если $M \ll 1$, то $\Delta F_\gamma = 2f_н$, т. е. при узкополосной ЧМ полоса частот практически не отличается от полосы, занимаемой амплитудно-модулированным колебанием.

При максимальной девиации частоты $\Delta f = 75$ кГц и наибольшей звуковой частоте $f_н = 10$ кГц действительная ширина полосы

$$\Delta F_\gamma = 2 \cdot 10^4 \left(1 + \frac{75 \cdot 10^3}{10^4}\right) = 170 \text{ кГц}.$$

Такая широкая полоса частот, необходимая для ЧМ, является существенным недостатком данного вида модуляции. По этой причине радиосвязь с ЧМ обычно осуществляется только в диапазоне УКВ.

Важным преимуществом ЧМ следует считать постоянство амплитуды высокочастотных колебаний. Это позволяет, во-первых, лучше использовать передатчик по мощности и, во-вторых, применить в радиоприемном устройстве амплитудный ограничитель, который, ограничивая

амплитуду высокочастотных колебаний, резко уменьшает уровень помех. На практике применяется два метода получения ЧМ: прямой и косвенный.

Прямой метод предусматривает непосредственное воздействие модулирующего сигнала на параметры колебательной системы возбудителя. На рис. 164, *а* показано подключение к контуру генератора *LC* реактивной лампы $Л_р$.

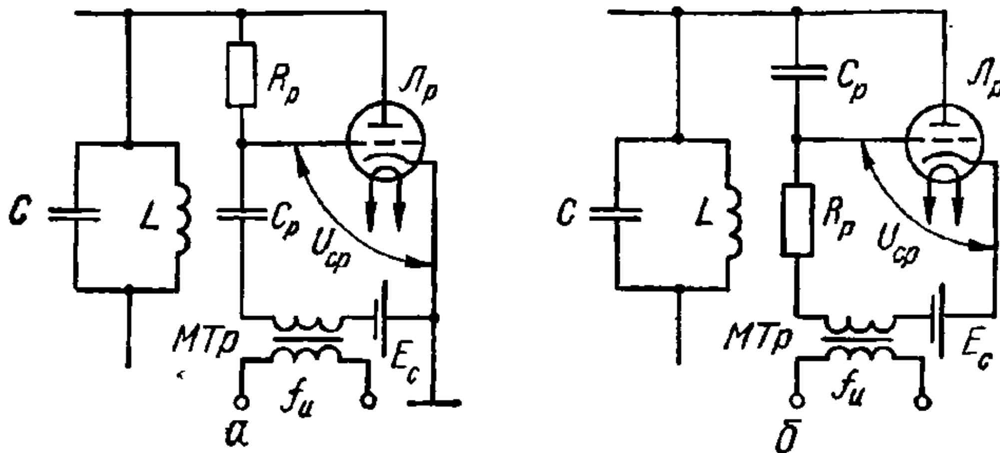


Рис. 164. Схемы получения частотной модуляции при помощи реактивных ламп.

Сопротивление резистора выбирается из условия

$$R_р \gg \frac{1}{\omega C_р}.$$

Поэтому ток в цепи делителя $R_р$, $C_р$

$$I_р \approx \frac{U_а}{R_р}.$$

На сетку реактивной лампы поступает высокочастотное напряжение с конденсатора $C_р$

$$U_{C_р} = \frac{I_1}{j\omega C_р} \approx \frac{U_а}{j\omega C_р R_р},$$

которое сдвинуто по фазе на 90° относительно напряжения $U_а$.

Первая гармоника анодного тока реактивной лампы

$$I_{а1р} \approx S_{ср} U_{Cр} \approx \frac{U_а S_{ср}}{j\omega C_р R_р}.$$

Сопротивление участка анод — катод реактивной лампы

$$\dot{Z}_{Л_р} = \frac{\dot{U}_а}{\dot{I}_а} = j\omega \frac{R_р C_р}{S_{ср}} = j\omega L_{экв}.$$

Следовательно, реактивная лампа представляет собой эквивалентную индуктивность

$$L_{экв} = \frac{R_р C_р}{S_{ср}}.$$

Напряжение, изменяющееся по закону модулирующего сигнала, приложено к сетке реактивной лампы. Исходное положение рабочей точки выбрано на нижнем изгибе ламповой характеристики. Поэтому

изменение сеточного напряжения вызывает соответствующее изменение крутизны характеристики $S_{ср}$ и, следовательно, величины $L_{экв}$. Индуктивиость $L_{экв}$ подключена параллельио емкости контура генератора и поэтому влияет на частоту его колебаний.

При включении по схеме, приведенной на рис. 164, б, реактивная лампа эквивалентна емкости

$$C_{экв} = S_{ср} C_р R_р.$$

Управление величиной $S_{ср}$ осуществляется так же, как и в предыдущей схеме.

В транзисторных генераторах с самовозбуждением частотную модуляцию легко осуществить, используя междуэлектродные динамические емкости транзистора. Наиболее широко для этой цели используется переменная емкость коллекторного перехода $C_К$. Для изменения величины $C_К$ достаточно изменять по требуемому закону коллекторное напряжение автогенератора или специального модулирующего транзистора, подключаемого к контуру генератора (рис. 165). Вторичная обмотка модуляционного трансформатора *МТр* включена последовательно в цепь эмиттера. Входное напряжение с частотой $f_н$ изменяет коллекторное напряжение транзистора и, следовательно, величину емкости коллектор — база. Резистор *R1* уменьшает нелинейность входной характеристики транзистора, дроссель *Др* изолирует эмиттер от базы по высокой частоте, $C_р$ — разделительный конденсатор.

Рис. 165. Схема транзисторного частотного модулятора.

Существенным недостатком прямого метода ЧМ является трудность стабилизации центральной частоты возбудителя. Применение кварцевой стабилизации практически невозможно, так как требуемая девиация частоты значительно превосходит возможные частотные пределы колебаний кварцевой пластины.

Косвенный метод получения ЧМ заключается в преобразовании ФМ в ЧМ. Схема косвенного модулятора оказывается более сложной, но она позволяет применить кварцевую стабилизацию частоты. Вследствие того, что при ФМ частота высокочастотного колебания пропорциональна частоте модулирующего сигнала, напряжение на выходе приемника будет зависеть от модулирующей частоты: чем выше модулирующая частота, тем большим окажется выходное напряжение. Возникнут частотные искажения — подъем частотной характеристики на высших частотах модуляции. Для устранения этих искажений необходимо пропустить модулирующий сигнал через фильтр, который имеет коэффициент передачи, обратно пропорциональный модулирующей частоте.

Косвенный метод получения ЧМ обычно состоит из трех последовательных преобразований. Вначале осуществляется АМ, затем АМ превращают в ФМ, после чего ФМ преобразуют в ЧМ.

Для передачи информации от радиопередатчика к радиоприемнику, кроме модуляции, часто пользуются телеграфной манипуляцией. В настоящее время используют как амплитудную, так и частотную манипуляцию. В первом случае при помощи телеграфного ключа периодически

включают и выключают передатчик, передавая этим точки и тире. Во втором случае периодически изменяют частоту высокочастотных колебаний при неизменной амплитуде: передаче точки соответствует одна частота, а передаче тире — другая.

В некоторых устройствах, например в радиорелейных линиях, используется импульсная радиосвязь. Для передачи информации в таких устройствах применяют импульсную модуляцию, при которой один из параметров периодической последовательности импульсов (амплитуда, фаза, частота) изменяется по закону модулирующего сигнала.

11. Особенности работы электронных ламп в диапазоне УКВ

Основными причинами, затрудняющими применение обычных электронных ламп в диапазоне УКВ, являются: влияние соизмеримости времени пролета электронов с периодом высокочастотных колебаний; влияние междуэлектродных емкостей и индуктивностей выводов лампы; диэлектрические потери в материале баллона и цоколе лампы.

Соизмеримость времени пролета электронов на участке сетка — катод с периодом колебаний приводит к тому, что сеточный ток протекает на протяжении всего периода входного сигнала. Увеличивается мощность, потребляемая от входного источника, и снижается коэффициент усиления K_p.

Соизмеримость времени пролета электронов на участке катод — анод с периодом колебаний создает сдвиг по фазе между сеточным напряжением и анодным током. Это приводит к искажению формы импульсов анодного тока и соответствующему уменьшению величины первой гармоники.

В генераторах с самовозбуждением нарушается условие баланса фаз; если время пролета электронов на участке катод — анод составляет четверть периода колебаний, самовозбуждение генератора становится невозможным.

Индуктивности выводов и междуэлектродные емкости лампы ограничивают верхний предел усиливаемых или генерируемых частот, так как общая емкость и индуктивность колебательной системы не могут быть меньше имеющихся в лампе. Наличие емкости $C_{а.с}$ является причиной возникновения паразитной обратной связи между анодной и сеточной цепями усилителя. На УКВ через междуэлектродные емкости лампы протекают значительные емкостные токи. При больших емкостных токах сечение выводных проводников лампы может оказаться недостаточным в связи с форсированным тепловым режимом.

Индуктивность катодного вывода приводит к уменьшению входного сопротивления лампы с увеличением частоты.

Возрастание диэлектрических потерь в материале баллона и цоколе лампы на УКВ является причиной снижения общего к. п. д. устройства. Мощность, рассеиваемую в изоляторах лампы, можно определить по формуле

$$P_{из} = \frac{1}{2} U_а^2 \omega C \operatorname{tg} \delta,$$

где $U_а$ — анодное напряжение лампы; C — суммарная емкость; δ — сумма углов потерь изоляторов.

Существует большое количество специальных УКВ радиоламп, в которых указанные недостатки сведены к минимуму. На метровых

Металлокерамические триоды (в режиме непрерывного генерирования)

Тип лампы	Напряжение накала, В	Ток накала, А	Выходная мощность, Вт	Наибольшая мощность, рассеиваемая анодом, Вт	Наибольшая мощность, рассеиваемая сеткой, Вт	Напряжение анода, В	Крутизна, мА/В	Наименьшая длина волны в режиме генерирования, см	Междуэлектродные емкости, пФ		
									сетка — катод	сетка — анод	анод — катод
ГИ-6Б	12,6	2,1	130	350	2,5	1350	22	22	11,35	4,85	0,25
ГИ-7В	12,6	2,0	30	350	2,5	1050	25	17	11,35	4,6	0,075
ГИ-11Б	12,6	0,815	8—20	80	2	800	10	14	11	2,65	0,16
ГИ-12Б	12,6	0,815	3	80	2	800	10	9	11	2,65	0,04
ГИ-70Б	12,6	2,1	30	350	2,5	1050	22	17	11,35	4,85	0,075
ГС-9Б	12,6	1,1	До 150	300	2,2	1500	20	15	10	3,50	0,04
ГС-90Б	12,6	1,1	15	300	2,2	1500	20	9,0	8,4	3,15	0,04
ГИ-14В	12,6	4,5	До 500	500	5	2000	35	30	20	5	0,12

волнах в маломощных усилителях и генераторах (до десятых долей ватт) применяются лампы типа «желудь». В более мощных устройствах используют специальные двойные тетроды и двойные пентоды. В дециметровом диапазоне широко применяются маячковые и металлокерамические лампы с плоскими электродами. Справочные данные некоторых типов металлокерамических триодов приведены в табл. 47.

12. Генераторы метровых и дециметровых волн

Схему однотактного генератора метровых волн (рис. 166, *а*) можно уподобить трехточечному генератору с емкостной обратной связью. Индуктивность контура образуется полувитком L, емкость — междуэлектродными емкостями лампы.

Основными недостатками данной схемы являются низкая добротность колебательной системы и сложность перестройки. Подключение

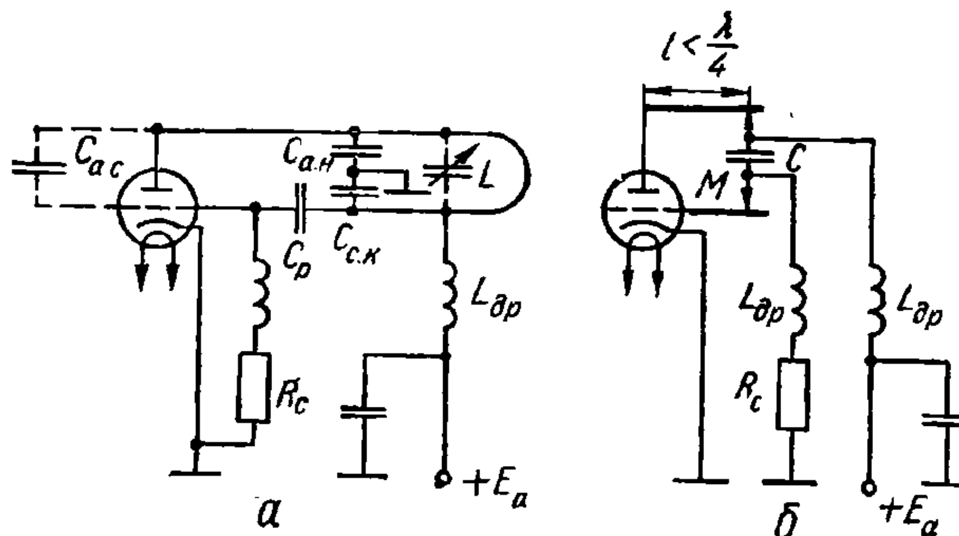


Рис. 166. Схемы генераторов метровых волн.

конденсатора переменной емкости нежелательно ввиду уменьшения добротности контура.

Более рациональным является использование в качестве индуктивности отрезка двухпроводной короткозамкнутой линии длиной $l < \frac{\lambda}{4}$ (рис. 166, *б*).

В сочетании с междуэлектродными емкостями лампы линия образует колебательную систему с более высокой добротностью. Отрезок линии закорачивается в конце при помощи конденсатора большой ем-

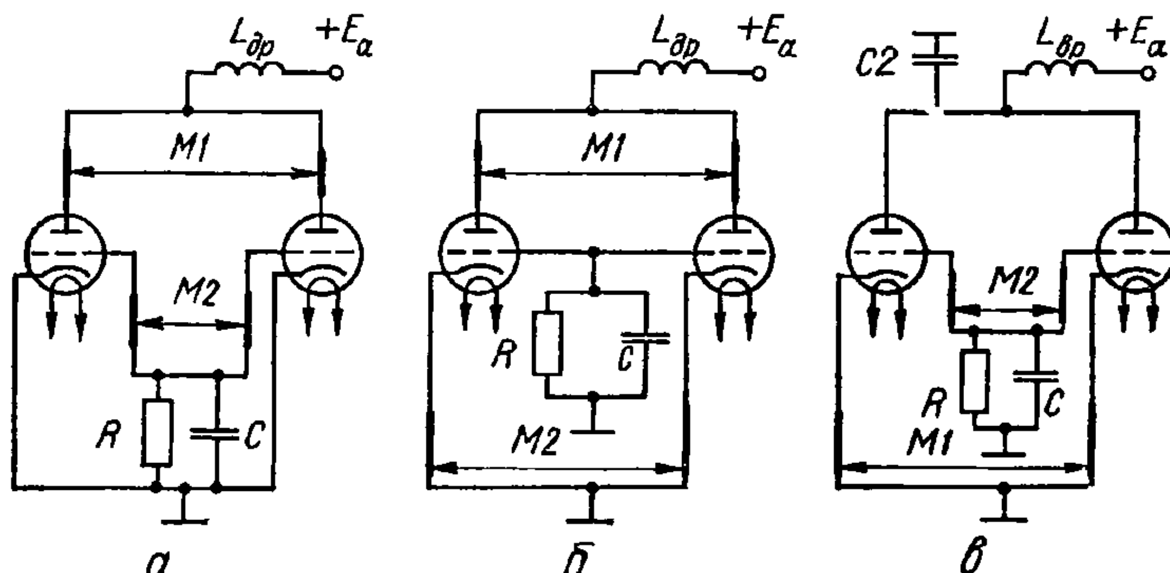


Рис. 167. Двухтактная схема генератора:
а — с общим катодом; *б* — с общей сеткой; *в* — с общим анодом.

кости *C*, который одновременно является разделительным. Изменяя длину линии путем перемещения закорачивающего моста *M*, можно плавно регулировать частоту генератора.

В метровом диапазоне в основном применяются двухтактные схемы генераторов, которые образуются из двух однотактных соединением их в точках нулевого потенциала на высокой частоте. В зависимости от того, какие из электродов ламп заземлены, образуются схемы с общим катодом, сеткой или анодом (рис. 167, *а*, *б*, *в*).

При небольшой генерируемой мощности наиболее широко применяются первые две схемы. Схема с общим анодом используется для нейтрализации емкости анод лампы — земля, что необходимо при мощных лампах с большой поверхностью анода.

Регулировка частоты и режима работы осуществляется перемещением закорачивающих мостов *M1* и *M2* (*M1* больше влияет на частоту, *M2* — на величину обратной связи).

В дециметровом диапазоне характерно использование металлокерамических и маячковых ламп в сочетании с отрезками коаксиальных линий.

Типичная конструкция дециметрового генератора показана на рис. 168, *а*. Три полых цилиндра, соединенных с цилиндрическими выводами металлокерамической лампы, образуют два колебательных контура. Коаксиальные линии закорочены в конце кольцевыми поршнями (плунжерами) *П1* и *П2*, что дает возможность изменить длину линий. Из эквивалентной схемы генератора (рис. 168, *б*) видно, что он представляет собой двухконтурный генератор с контурами на участках анод — сетка и сетка — катод лампы. Для выполнения условия баланса фаз необходимо, чтобы контур *L1C1* имел сопротивление индуктивного ха-

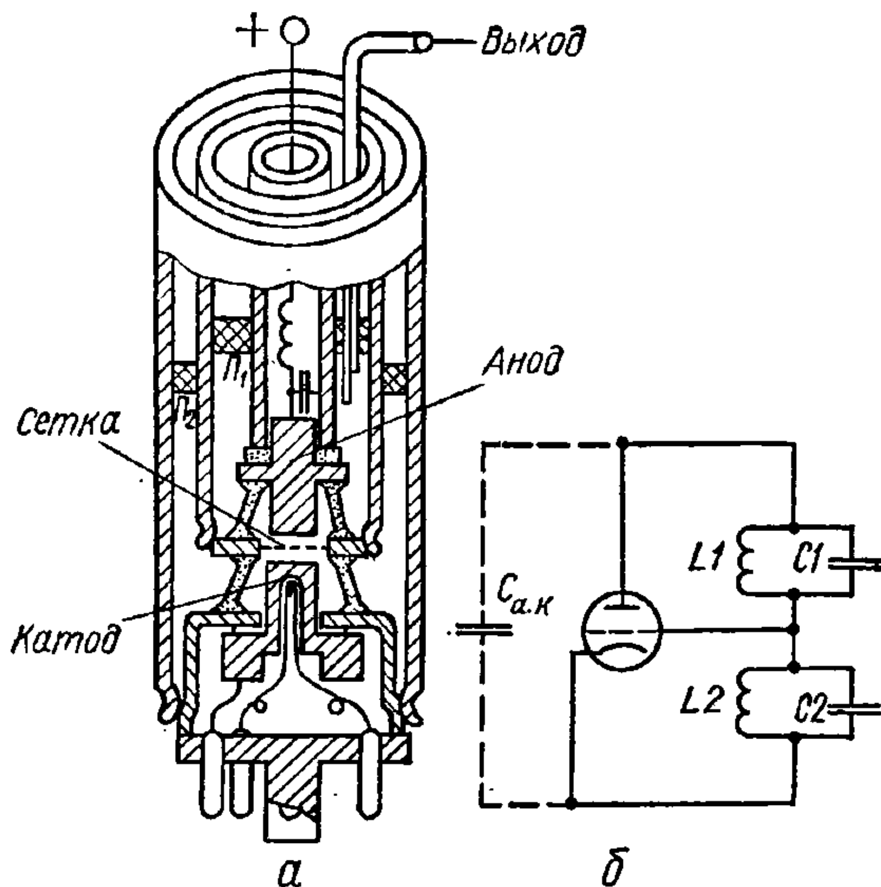


Рис. 168. Генератор дециметровых волн:
а — конструкция; *б* — эквивалентная схема.

рактера, а $L2C2$ — емкостного. Поэтому генерируемая частота ω определяется неравенством

$$\omega_2 < \omega < \omega_1,$$

где ω_1 — собственная частота контура $L1C1$; ω_2 — собственная частота контура $L2C2$.

Внутренняя линия должна иметь длину $l_1 < \frac{\lambda}{4}$, а внешняя $l_2 > \frac{\lambda}{4}$, откуда $l_2 > l_1$.

Перемещением плунжера *П1* изменяют частоту генерации, а плунжером *П2* — режим работы генератора.

Высокочастотная энергия выводится витком связи, помещенным во внутренний контур.

13. Клистронные усилители и генераторы

В качестве усилителей мощности колебаний сантиметрового диапазона могут применяться двухконтурные и многоконтурные клистроны.

Конструкция двухконтурного клистрона показана на рис. 169. Кроме катода и ускоряющей сетки c1, в баллоне расположены еще две пары сеток c2, c3 и c4, c5 и анод *А*. Сетки c2 и c3, а также c4 и c5 являются частями двух полых тороидальных резонаторов *Р*1 и *Р*2.

На ускоряющую сетку c1 и анод подаются небольшие положительные потенциалы; сетки c2 — c5 находятся под более высоким потенциалом. Система, образованная сетками c2 и c3, называется группирователем, сетками c4 и c5 — улавливателем. Пространство между сетками

с3 и с4 называется пространством группирования. К клеммам группирователя подключается источник входного сигнала, к клеммам улавливателя — нагрузочная колебательная система (выходной резонатор). Под действием ускоряющего поля сеток электроны движутся к группирователю. При пролете между сетками с2 и с3 электроны модулируются по скорости. В области группирования электроны группируются в отдельные электронные «сгустки». Это объясняется тем, что наиболее быстрые электроны (которые попали в группирователе в ускоряющее поле) догоняют более медленные, медленные отстают от более быстрых, и в конце пространства группирования образуются области с различной плотностью электронов.

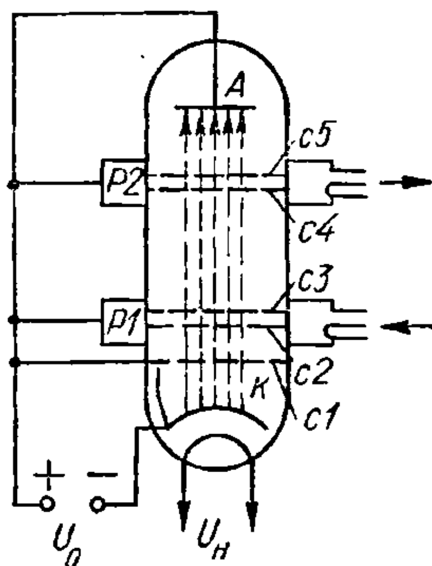


Рис. 169. Конструкция двухконтурного клистрона.

При подходе электронного «сгустка» к сетке с4 в выходном резонаторе наводится импульс тока, который поддерживает незатухающие колебания. Время пролета электронного «сгустка» между сетками с4 и с5 должно быть таким, чтобы при подходе «сгустка» к сетке с5 он попадал в тормозящее электрическое поле. В этом случае в выходном резонаторе наводится еще один импульс тока, направление которого совпадает с направлением колебательного тока.

Электроны, пролетевшие улавливатель, притягиваются анодом. Для группирования электронов требуется гораздо меньшая мощность, чем выделяемая в выходном резонаторе; этим объясняются усилительные свойства клистрона.

К недостаткам двухконтурного клистронного усилителя относятся высокий уровень собственных шумов и сравнительно низкий к. п. д. (10—20%). Более высокий к. п. д. и больший коэффициент усиления имеют многорезонаторные клистроны, которые фактически представляют собой объединение нескольких ступеней усиления в одном баллоне.

Применив элемент обратной связи, можно перевести двухконтурный клистрон в режим самовозбуждения. Существенным недостатком при этом является сложность перестройки колебательной системы ввиду наличия двух резонаторов.

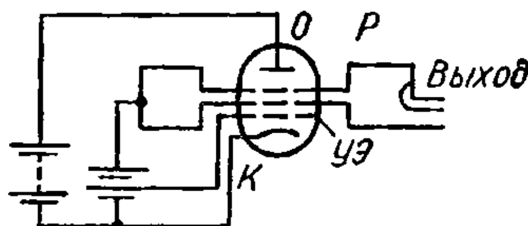


Рис. 170. Устройство отражательного клистрона.

В качестве маломощных генераторов сантиметрового диапазона оказалось более удобным применять отражательный клистрон (рис. 170). В баллоне расположены следующие электроды: катод *К*, ускоряющий электрод *УЭ*, две сетки, которые являются частями резонатора *Р*, и отражатель *О*, который по конструкции аналогичен аноду лампы. Отражатель имеет относительно катода значительный отрицательный потенциал. Под действием постоянных потенциалов на ускоряющем электроде и резонаторе электроны проходят сквозь две сетки. Здесь происходит модуляция электронов по скорости. Перемещаясь дальше, они попадают в тормозящее поле отражателя, их траектории искривляются, и они движутся в обратном направлении. Вследствие неодинаковой ско-

рости движения электронов их траектории оказываются различными и они группируются в электронные «сгустки». При правильно выбранном режиме «сгустки» возвращаются к резонатору в те моменты, когда высокочастотное поле является тормозящим. Торможение электронов связано с выделением энергии, которая поддерживает в резонаторе

Таблица 48

Отражательные клистроны

Тип прибора	Рабочий диапазон волн, см	Напряжение накала, В	Ток накала, А	Напряжение резонатора, В	Отрицательное напряжение отражателя, В	Выходная мощность, мВт
К-12	8,25—12,0	6,3	0,63—0,73	250	45—280	30; 80; 100
К-15	5,3—9,7	6,3	0,45—0,6	250	40—400	50
К-19	3,15—3,27	6,3	0,45—0,60	300	70—195	10; 15; 17; 20
К-20	3,13—3,5	6,3	0,45—0,60	300	70—200	7
К-26	45—60	6,3	0,5—0,8	250	160—325	100
К-27	3,1—3,53	6,3	0,45—0,60	300	40—200	8; 10; 15; 17; 20
К-27А	3,15—3,27	6,3	0,45—0,60	300	40—200	10; 15; 17; 29
К-29	2,3—3,4	6,3	0,45—0,7	320	160—460	15
К-30	3,3—3,9	6,3	0.45—0,7	320	80—350	15
К-31	3,7—4,3	6,3	0,45—0,75	320	30—400	20
К-32	4,2—5,4	6,3	0,45—0,75	320	30—400	20
К-33	1,8—2,1	6,3	0,45—0,7	400	150—600	10
К-35	2,48—3,00	6,3	0,45—0,7	350	50—500	10
К-40	33—37	6,3	0,55—1,0	250	150—300	80
К-41	12—22	6,3	0,6—1,0	250	90—300	80
К-42	20—33	6,3	0,6—1,0	250	40—250	80
К-43А	0.7—0,8	6,3	1	2000	400	5
К-44	0,9—1,1	6,3	1	1800	400	10; 15
К-45	1,1—1,3	6,3	1	1800	400	10; 15
К-46	1,3—1,6	6,3	1	1500	400	10; 15
К-47	1,6—1,8	6,3	1	1200	400	15
К-48	7,5—8,8	6,3	0,6—1,2	180	30—120	35
К-60	—	6,3	1,0—1,4	300	90—250	30
К-65-1	0,38—0,40	6,3	Не более 1	2400	50—400	5
К-66-1	0,40—0,43	6,3	Не более 1	2400	50—400	5
К-67-1	0,43—0,47	6,3	Не более 1	2400	50—400	5
К-68-1	0,47—0,52	6,3	1	2400	50—400	5
К-69-1	0,52—0,57	6,3	1	2400	50—400	5
К-70-1	0,57—0,70	6,3	1	2000	50—400	5
К-71-1	0,70—0,83	6,3	1	2000	50—400	5
К-92А	—	6,3	0,8—1,2	850	100—600	1000
К-92Б	—	6,3	0,8—1,2	850	100—600	1000
К-92В	—	6,3	0,8—1,2	850	190—500	1000
К-92Г	—	6,3	0,8—1,2	850	200—500	1000
К-200	3,17—3,19	6.3	0,45—0,20	300	130—190	17; 18
К-308	7,5—8,8	6,3	0,85—1,2	220	100—300	500; 600
К-351	9,0—11,3	6,3	0,63—0,73	250	50—250	80
К-352	4,0—9,5	6,3	0,45—0,60	250	40—500	30

незатухающие колебания. Обязательным условием для поддержания колебаний является выбор такого режима, при котором время пролета электронов от резонатора до отражателя и обратно было бы кратным периоду колебаний, т. е. $t_{пр} = kT$, где $k = 1, 2, 3...$ При $k = 1$ возникают колебания первого вида, соответствующие наибольшей полезной мощности.

Изменяя напряжение на отражателе, можно в определенных пределах изменять частоту, генерируемую клистроном (увеличение отрицательного потенциала вызывает возрастание частоты). Кроме элект-

рической настройки, в отражательном клистроне предусматривается механическая настройка, которая осуществлиется изменением объема резонатора.

Справочные данные некоторых клистронов приведены в табл. 48.

14. Лампы бегущей и обратной волн (ЛБВ и ЛОВ)

ЛБВ применяются в качестве усилителей сантиметрового и миллиметрового диапазонов. ЛБВ конструктивно выполнены в виде стеклянного баллона, который по форме напоминает электронно-лучевую трубку (рнс. 171). В начале трубки размещены катод *К*, фокусирующий электрод *ФЭ* н два анода *А1* и *А2*. Вдоль осн трубки расположена металлическая спираль, последним электродом является коллектор *Кл*.

На фокусирующий электрод обычно подается небольшой отрицательный потенциал, на первый анод — положительный потенциал

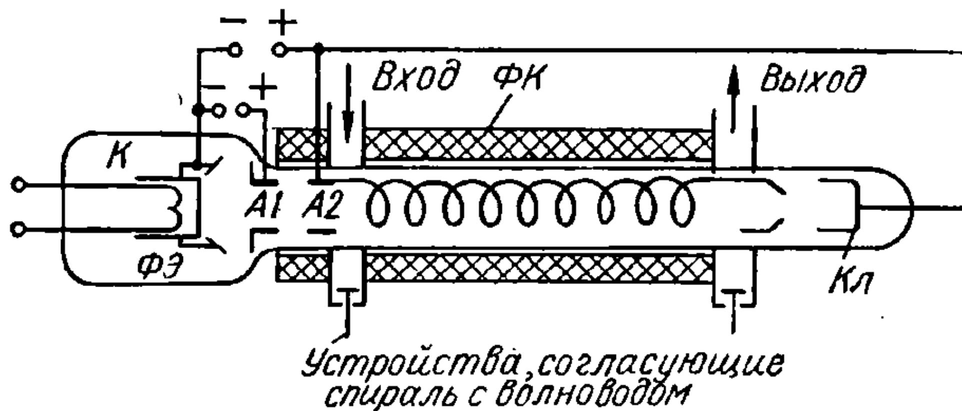


Рис. 171. Конструкция лампы бегущей волны.

(порядка нескольких вольт). Второй анод и спираль находятся под однинаковым высоким потенциалом относительно катода. На коллектор подается постоянный потенциал, немного меньший, чем на спираль. Фокусирующий электрод и два анода образуют электронный прожектор. После выхода из спирали электроны улавливаются коллектором. Для фокусировки электронов внутри спирали применяется фокуснрующая катушка *ФК*, магнитное поле которой направлено вдоль оси трубки.

Входной сигнал подается в начало спирали, а усиленные колебания снимаются с другого ее конца. Принцип действия ЛБВ основан на взанмодействии двнжущихся электронов с высокочастотным электромагнитным полем. Указанное взаимодействие осуществляется на протяжении всего времени движення электронов внутри спирали. При этом происходит группирование электронов и отдача энергии электронными «сгустками» электромагнитному полю. Эффективное взаимодействие электронов с полем возможно только в том случае, когда нх скорости (электронов и поля) примерно одинаковы. Для уравнивания скоростей применяется металлическая спираль. Электромагнитная волна распространяется по виткам спирали, и этим уменьшается ее осевое перемещенне.

Для нормальной работы ЛБВ необходимо, чтобы скорость движения электронов была немного большей, чем скорость электромагнитной волны.

Основиымн преимуществами ЛБВ являются низкий уровень собственных шумов, высокнй коэффициент усиления и очень широкая полоса пропускания. Последнее преимущество имеет место при согласовании сопротивлений нагрузки с волновым сопротивлением спирали.

Таблица 49

Лампы бегущей волны (ЛБВ)

Тип прибора	Рабочий диапазон		Напряжение накала, В	Ток накала, А	Напряжение управляющего электрода, В	Напряжение 1-го анода, В	Напряжение 2-го анода, В	Напряжение коллектора, В	Коэффициент шума	Коэффициент усиления, дБ
	длина волн, см	частота, МГц								
УВ-5	—	4400—3400	2—3	0,5—0,9	12	5—180	390—480	600	8	18; 20
УВ-7	7,7—8,8	—	6,3	0,7—0,85	50	—	1100—1400	1500	—	26; 36
УВ-7-1	7,7—8,8	—	6,3	0,60—0,85	50	—	1100—1400	1500	—	30; 35
УВ-13	—	4400—3400	2—3	0,5—1,0	15	5—180	540—640	800	8	20
УВ-13-1	—	4400—3400	—	0,5—1,0	15	5—180	540—640	800	8	20
УВ-14	—	4400—3400	6,3	0,3—0,45	20	150—250	1000—1250	1300	25	30; 35
УВ-40	12,1—19,8	—	2—3	0,5—1	10—30	30—100	320—450	500	10	25
УВ-204	—	3900—3400	12—13,2	0,95—1,1	10—55	2200—2400	2600—2800	2600—2800	—	20
УВ-205	—	4400—3400	6,3	1,0—1,4	10—50	1100—1350	1250—1475	1500	—	29; 30
УВ-229	—	4200—3400	6,3	2,1—2,5	—	650—950	1500—1750	1500—2000	30	24,8

Таблица 50

Лампы обратной волны (ЛОВ)

Тип прибора	Рабочий диапазон		Напряжение накала, В	Ток накала, А	Напряжение замедляющей системы, В	Ток замедляющей системы, мА	Выходная мощность, мА
	длина волн, см	частота, МГц					
ОВ-1	2,95—4,60	—	6,3	0,4—0,8	160—300	10—22	15
ОВ-12	0,56—0,80	—	5	2	500—1450	50	8
ОВ-13	0,37—0,57	—	5	2	450—1600	50	5
ОВ-14	0,30—0,38	—	5	2	700—1600	50	5
ОВ-21	0,150—0,166	—	6,3	2	1500—3000	60	0,5
ОВ-603	—	4835—2500	6,3	1,3—1,8	170—1500	15—50	30
ОВ-604	—	2725—1540	6,3	1,3—1,8	170—1300	15—50	40
ОВ-605	—	1660—830	12,6	0,6—1,0	120—760	25—50	30
ОВ-611	—	1000—488	12,6	1,5	100—500	20—80	200
ОВ-619	—	9933—6860	6,3	4	220—900	35	20
ОВ-620	—	7059—4477	6,3	4	220—900	35	25

Коэффициент усиления ЛБВ по мощности (в децибеллах) можно определить по приближенной формуле

$$K_P = 47{,}3\left(\frac{iW}{4U_0}\right)^{1/3} N,$$

где i — электронный ток внутри спирали; W — волновое сопротивление спирали; U_0 — напряжение между спиралью и катодом; N — число длин волн на спирали.

У современных ЛБВ величина i бывает порядка десятков миллиампер, $W = 100 \div 150$ Ом, $U_0 = 600 \div 1000$ В. Величина K_P достигает $20 \div 40$ дБ.

ЛБВ можно превратить в автогенератор, если подать часть напряжения с выхода на вход по цепи обратной связи. Недостаток такого генератора — практически невозможная электронная перестройка. Этот недостаток устраняется в лампах обратной волны (ЛОВ), которые обычно используются в качестве генераторов сантиметрового и миллиметрового диапазона.

Принцип действия ЛОВ аналогичен ЛБВ. Разница состоит лишь в том, что взаимодействие электронов происходит не с прямой, а с обратной электромагнитной волной, поэтому выход ЛОВ расположен в начале трубки, вблизи катода. В ЛОВ образуется внутренняя обратная связь, поэтому нет необходимости подключать специальные элементы обратной связи.

Помимо спирали в ЛОВ часто используются иные замедляющие системы: «гребенки», штыри и пр.

Недостатком ЛОВ является низкий к. п. д. (порядка единиц процентов). Поэтому они используются преимущественно как маломощные генераторы.

Справочные данные некоторых типов ЛБВ и ЛОВ приведены в табл. 49 и 50.

15. Магнетронные генераторы

Магнетрон представляет собой сочетание в единой конструкции электровакуумного прибора и колебательной системы. На практике применяются многокамерные магнетроны (рис. 172, *а*).

Вокруг цилиндрического подогревного катода *К* расположен массивный медный анодный блок *АБ* в виде цилиндрических полостей-резонаторов *Р* с пазами. Пазы связывают резонаторы с окружающим катод пространством (пространством взаимодействия *в*). Высокочастотная энергия выводится при помощи петли связи *ПС*, введенной в один из резонаторов. Внутри анодного блока создается высокий вакуум. Анодный блок помещают в сильное постоянное магнитное поле, направление которого совпадает с осью катода. На анодный блок подается высокий положительный потенциал. Под одновременным воздействием электрического и магнитного полей электроны, эмиттируемые катодом, движутся по сложным траекториям, пролетая мимо щелей резонаторов. Взаимодействуя с высокочастотными электромагнитными полями резонаторов, электроны отдают им энергию, в результате чего в резонаторах поддерживаются незатухающие колебания. Так как резонаторы связаны между собой, то колебательная система магнетрона имеет $\frac{N}{2}+1$ резонансных частот (N — количество резонаторов). Каждой из этих частот соответствует определенный сдвиг фаз $\Delta\varphi$ между колеба-

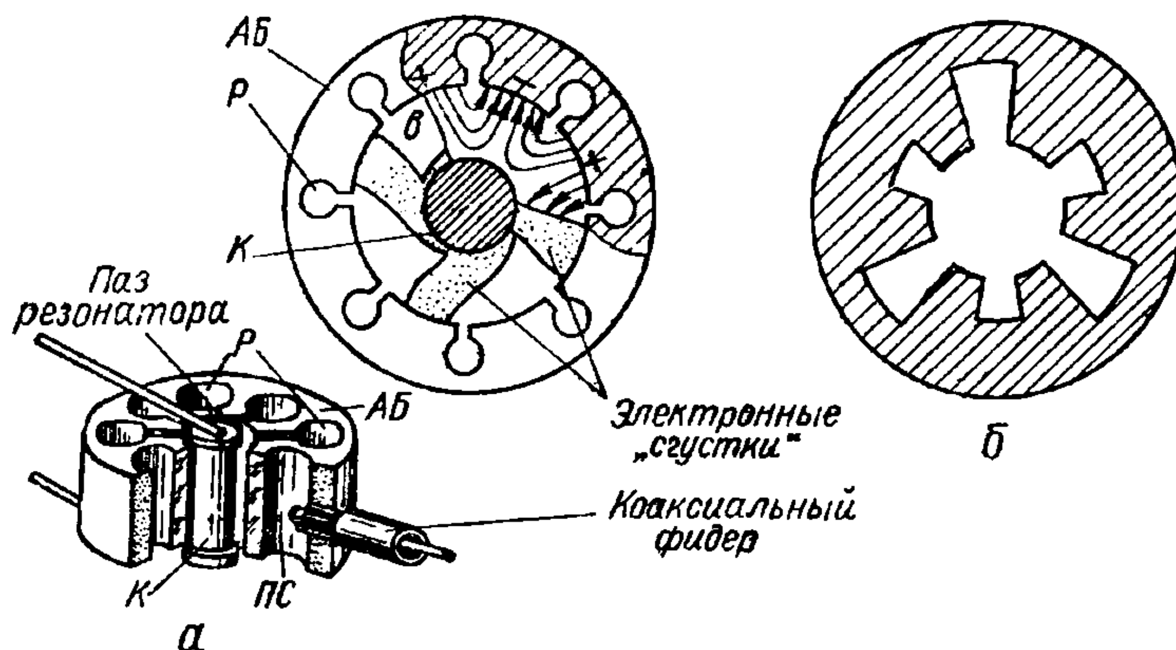


Рис. 172. Многокамерный магнетрон:
а — конструкция; *б* — колебательная система в виде чередующихся резонаторов.

ниями в соседних резонаторах. Обычно магнетроны работают на частоте, при которой $\Delta\varphi = \pi$ (так называемые колебания типа π). С целью получения данной частоты применяют специальные металлические связки, которыми соединяют точки резонаторов, находящиеся под одинаковым высокочастотным потенциалом. Такой же эффект можно получить, выполнив колебательную систему в виде чередующихся двух резонаторов с разными собственными частотами (рис. 172, *б*).

Магнетронные генераторы характеризуются высоким к. п. д. (до 70—80%). Наиболее часто магнетроны работают в импульсном режиме.

Таблица 51

Магнетроны

Тип прибора	Рабочий диапазон частот, МГц	Напряжение накала, В	Ток накала, А	Напряжение анода, кВ	Ток анода, А	Мощность выходная, кВт	К. п. д., %
М62	2425—2375	6,3	1—1,3	1,85—2,3	0,150	0,150	40
МИ-84А МИ-84Б МИ-84Г МИ-84Д МИ-84Е	9520—9460 9450—9400 9340—9280 9280—9220 9220—9160	10,0	4,3—5,0	22—26	28	250	37
МИ-88М МИ-110 МИ-120ВВС МИ-137 МИ-158—1 МИ-50і	37 150—36 450 575—565 2830—2470 1800—1765 9420—9330 9460—9400	6,3 6,3 6,3 12,6 6,3 6,3	2,2—3,5 2,0—2,4 1,3—1,6 1,86—2,24 1,2—1,9 1,1—1,5	12—15 27 4,5—6,0 22,5—25,2 5,0—6,0 5,5—6,5	0,005—0,008 15 0,0038 0,025 0,002 10	28 200 5,4—10 250 7,0 0,015	20 40 — — — —

На рис. 173 показана схема импульсной модуляции магнетронного генератора. Конденсатор $C_н$ является накопителем энергии. Лампа $Л_к$, которая заперта смещением $E_с$, выполняет роль ключа.

При запертой лампе $Л_к$ конденсатор $C_н$ заряжается через ограничивающее сопротивление $R_{огр}$ и диод $Л$. Во время зарядки $C_н$ магнетрон не работает. В момент прихода на сетку $Л_к$ положительного прямоугольного видеоимпульса лампа $Л_к$ отпирается, подключая этим левую обкладку $C_н$ к аноду магнетрона. Возникает генерация, которая длится до окончания импульса на сетке $Л_к$. Затем происходит зарядка $C_н$.

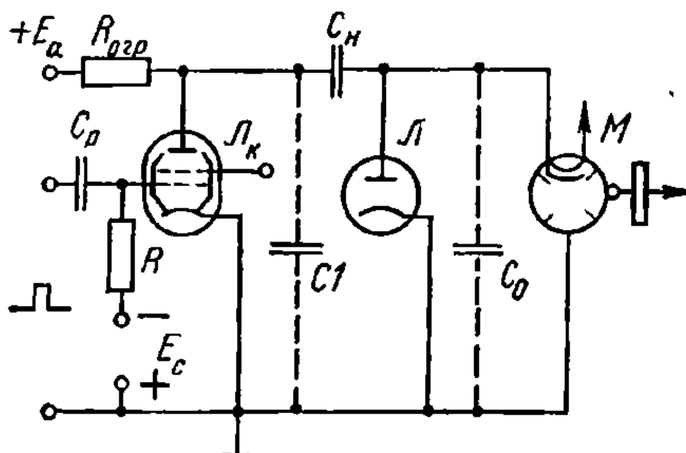


Рис. 173. Схема импульсной модуляции магнетронного генератора.

Вследствие междуэлектродной емкости анод — катод в магнетроне могут существовать колебания и после запирания $Л_к$. Для предотвращения паразитных колебаний включен диод $Л$, через который разряжается междуэлектродная емкость.

Лампа-ключ $Л_к$ должна пропускать большой импульс тока при возможно меньшем напряжении на ее аноде. В качестве электронных ключей, кроме электронных ламп, широко применяются газонаполненные приборы.

Справочные данные магнетронов некоторых типов приведены в табл. 51.

Усилители, в которых используются те же принципы, что и в магнетронах, называются **амплитронами**.

16. Нейтрализация

Между сеточной и анодной цепями усилителя мощности высокой частоты возможно образование паразитной связи, которая обусловливает нежелательное прямое прохождение энергии из сеточной цепи в анодную и обратно. В результате обратного прохождения энергии может возникнуть самовозбуждение усилителя. Основным элементом паразитной связи является проходная междуэлектродная емкость лампы $C_{а.с}$. Лучший способ нейтрализации влияния этой емкости — применение экранированных ламп. Однако в некоторых случаях практики применение экранированных ламп оказывается невозможным (не существует тетродов и пентодов очень большой мощности, в лампах СВЧ наличие большого числа сеток увеличивает время пролета электронов и т. п.).

В триодном усилителе можно уменьшить вредное влияние емкости $C_{а.с}$, используя схемы с общей сеткой. Но в этом случае сказываются недостатки, присущие данной схеме: малое входное сопротивление и небольшой коэффициент усиления. Действие емкости $C_{а.с}$ можно нейтрализовать, применив специальные схемы нейтрализации. Принцип нейтрализации основывается на использовании электрического моста, общая схема которого показана на рис. 174.

Баланс моста возникает при условии $Z_1Z_3 = Z_2Z_4$. Для баланса

моста переменного тока необходимо выполнение дополнительного условия:

$$\varphi_1 + \varphi_3 = \varphi_2 + \varphi_4,$$

где φ_1, φ_2, φ_3, φ_4 — фазовые углы напряжений соответствующих плечей.

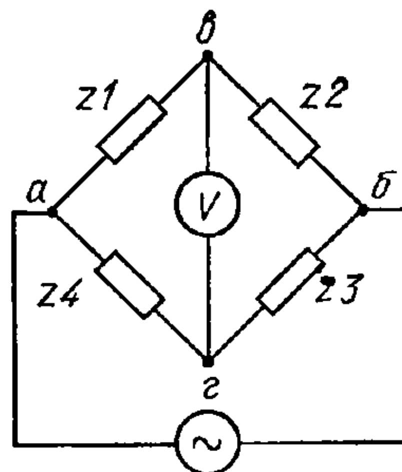
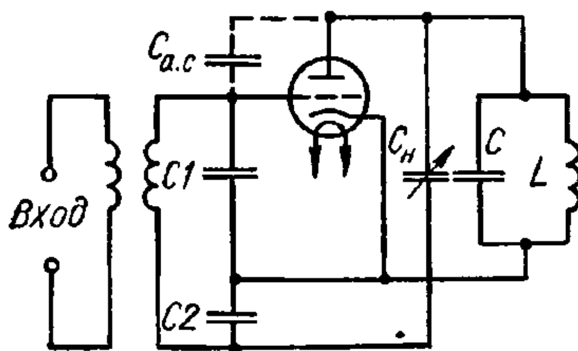
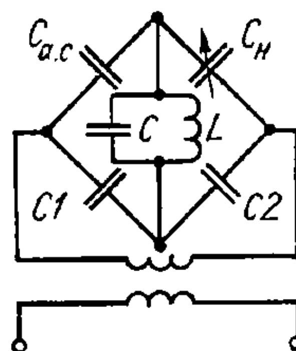


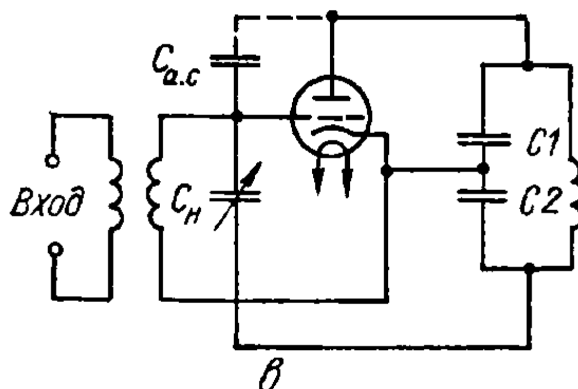
Рис. 174. Схема электрического моста.

При использовании электрического моста для нейтрализации проходной емкости очень важно, чтобы баланс моста не нарушался с изменением частоты подводимого напряжения. Это условие выполняется, если мост состоит из четырех одинаковых по знаку реактивных сопротивлений или смежные плечи содержат однородные сопротивления.

В усилителе искусственно создается электрический мост, одно из плечей которого составляет проходная емкость $C_{а.с}$. При этом необходимо, чтобы одна диагональ моста была подключена к источнику входного сигнала, а вторая — к нагрузочному контуру. Одно из сопротивлений моста делают переменным и за счет изменения его величины добиваются баланса. В этом случае переменное напряжение, действующее в анодной цепи, не вызывает напряжения на входе усилителя, т. е. устраняется







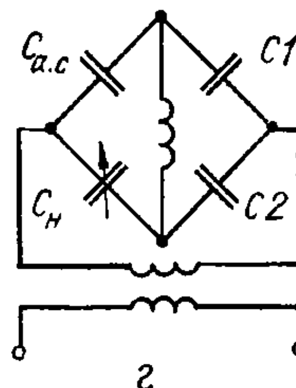


Рис. 175. Схемы нейтрализации: *а*, *б* — сеточной; *в*, *г* — анодной.

нежелательная обратная связь, которая возникает за счет проходной емкости $C_{а.с}$. Кроме того, устраняется прямое прохождение сигнала из сеточной цепи в анодную. На рис. 175 приведены разновидности схем усилителей с нейтрализацией (рис. 175, *а*, *в*) и их эквивалентные схемы

(рис. 175, *б*, *г*). Конденсатор $C_н$, при помощи которого настраивают мост, называется нейтродинным. Схема, изображенная на рис. 175, *а*, называется схемой с сеточной нейтрализацией, а схема на рис. 175, *в* — с анодной нейтрализацией. При сеточной нейтрализации значительно уменьшается коэффициент усиления усилителя, так как к участку сетка — катод лампы подводится только часть входного сигнала. Но данная

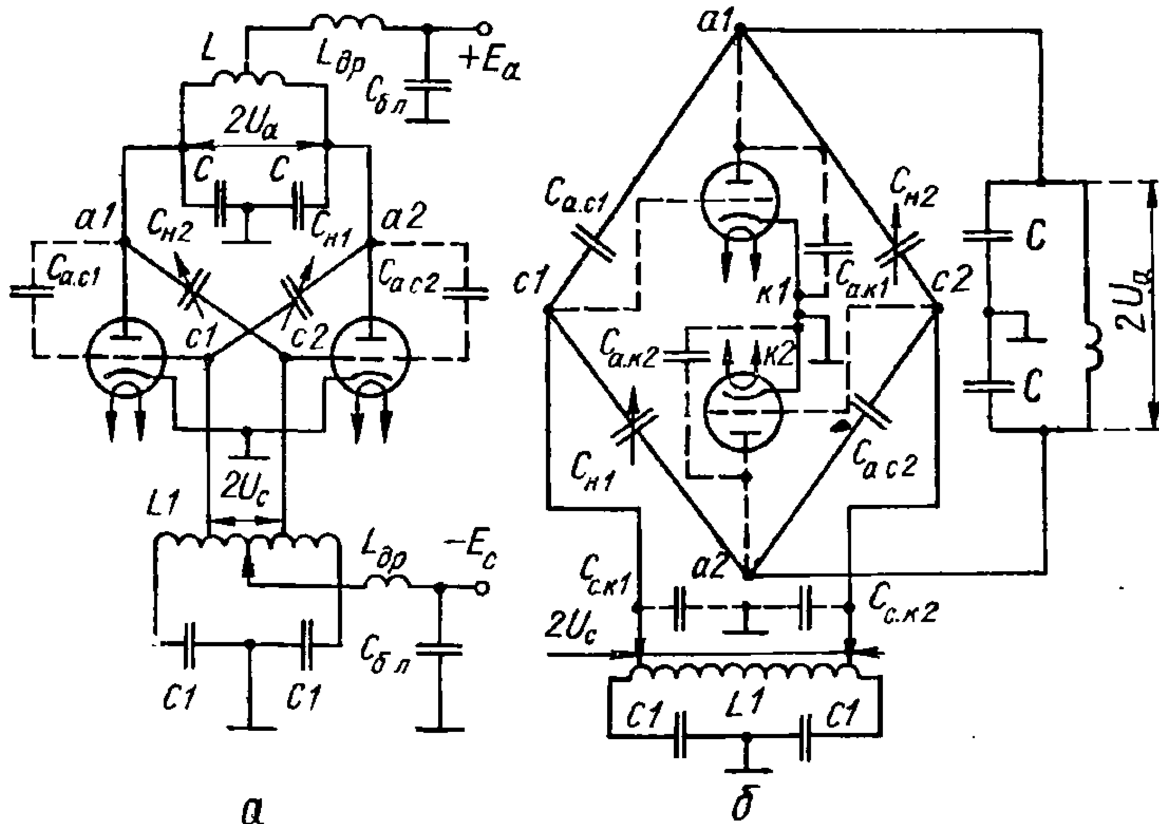


Рис. 176. Схема нейтрализации в двухтактном усилителе (*а*) и ее эквивалентная схема (*б*).

схема обеспечивает более полную нейтрализацию, чем анодная, и поэтому чаще применяется на практике.

Наиболее совершенная нейтрализация получается в двухтактном усилителе (рис. 176). Из эквивалентной схемы видно, что баланс моста наступает при условии

$$\frac{C_{а.с1}}{C_{н1}} = \frac{C_{н2}}{C_{а.с2}}.$$

Обычно $C_{а.с1} = C_{а.с2} = C_{а.с}$. Емкости нейтродинных конденсаторов должны быть одинаковыми

$$C_{н1} = C_{н2} = C_{а.с}.$$

ГЛАВА VII. РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

1. Общие сведения о радиоприемных устройствах

Радиоприемные устройства предназначены для приема, преобразования и использования энергии электромагнитных волн, излучаемых антеннами радиопередающих устройств.

Радиоприемное устройство состоит из антенны, радиоприемника и оконечного аппарата. Антенна служит для улавливания электромагнит-

ных колебаний; радиоприемник преобразует принятые колебания к такому виду, при котором может работать оконечный аппарат (громкоговоритель, приемная телевизионная трубка, телеграфный аппарат и др.).

В зависимости от назначения радиоприемные устройства подразделяются на радиовещательные (приемники звукового вещания и телевизионных программ) и профессиональные (приемники для служебной радиосвязи, радионавигационные и др.).

По ГОСТ 5651—64 радиовещательные радиоприемники делятся на пять классов: высший, I, II, III и IV. К основным качественным показателям радиоприемников относятся:

Чувствительность — минимальная э. д. с. (или мощность) на входе приемника, при которой нормально работает оконечный аппарат. Чувствительность измеряется в микровольтах. Чувствительность приемников УКВ обычно измеряется в микроваттах.

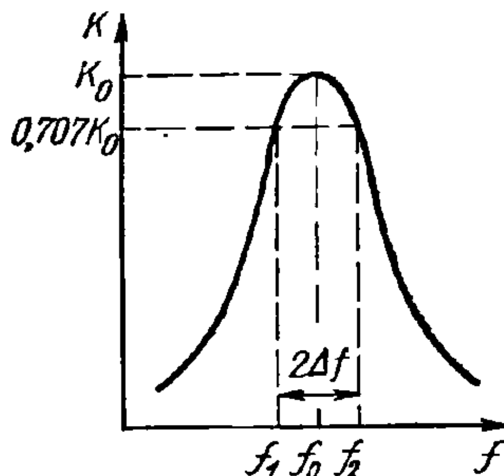


Рис. 177. Резонансная характеристика приемника.

Избирательность и полоса пропускания. Избирательность характеризует способность приемника выделять полезный сигнал из сигналов различных частот, приходящих в антенну. Об избирательности можно судить по резонансной характеристике, представляющей собой график зависимости коэффициента усиления K (или чувствительности) приемника от несущей частоты приходящих колебаний при неизменной настройке приемника. Примерный вид резонансной характеристики приведен на рис. 177.

Избирательность количественно выражается величиной изменения коэффициента усиления приемника (или чувствительности) при определенной расстройке. Чем больше изменяется чувствительность приемника при одинаковой расстройке, тем выше избирательность.

Расстройка, при которой определяется избирательность, может быть различной. Избирательность радиовещательных приемников, учитывая частотную границу по соседнему каналу, чаще всего определяют при расстройке на $\pm$ 10 кГц.

Полоса пропускания

$$П = f_2 - f_1 = 2\Delta f$$

обычно отсчитывается на уровне 0,707 от максимального значения коэффициента усиления K_0.

Одновременное удовлетворение требований высокой избирательности и заданной полосы пропускания возможно только при прямоугольной форме резонансной характеристики.

Поэтому избирательность можно также характеризовать коэффициентами прямоугольности — отношением полосы пропускания $П\gamma$ на условном уровне γ к полосе пропускания $П$ на уровне 0,707:

$$K_{п\gamma} = \frac{П\gamma}{П}.$$

Уровень γ принимают 0,1 или 0,01.

Диапазон частот, который показывает, на какие частоты может быть настроен радиоприемник.

Выходная электрическая мощность, которая подводится к оконечному аппарату. Для нормальной работы громкоговорителей в зависи-

мости от отдаваемой ими акустической мощности может потребоваться электрическая мощность от десятков милливатт (в миниатюрных транзисторных приемниках) до единиц ватт.

В некоторых случаях, например в телевизионных приемниках, определяют выходное напряжение.

Качество воспроизведения — показатель, который определяется величиной искажений, вносимых радиоприемником. В радиовещательных приемниках, предназначенных для воспроизведения звуковых сигналов, качество определяется частотными и нелинейными искажениями

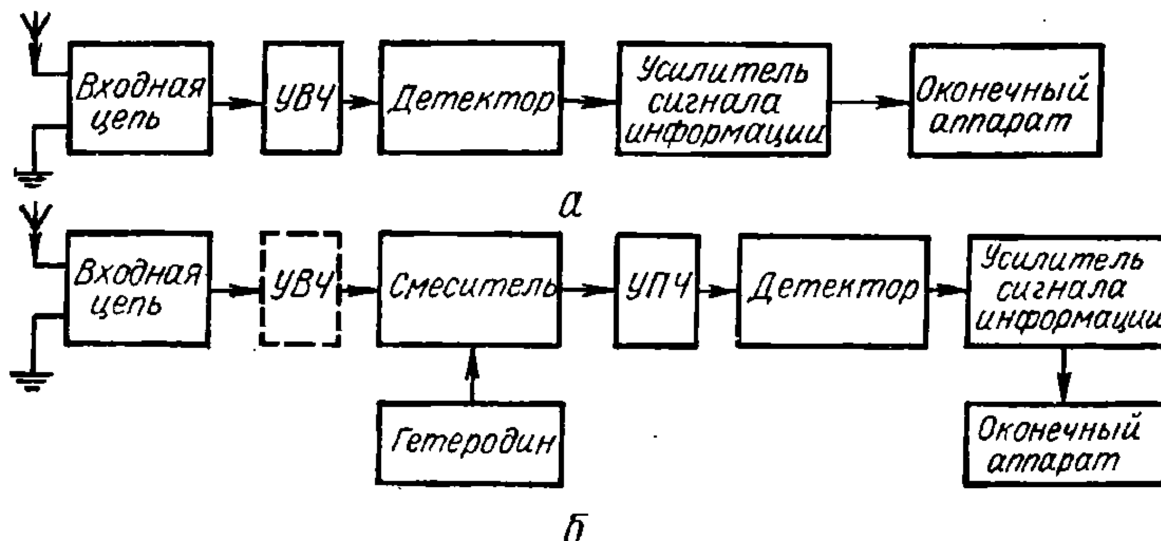


Рис. 178. Структурные схемы приемника:
а — прямого усиления; *б* — супергетеродинного типа.

сигнала информации. В телевизионных приемниках, кроме частотных и нелинейных, важными являются фазовые искажения.

Уровень фона — величина, указывающая содержание фона (шумов и фона переменного тока) в выходном напряжении. Коэффициент фона равен отношению напряжения фона на выходе приемника при отсутствии передачи к напряжению звуковой частоты при номинальной выходной мощности.

Характеристика автоматической регулировки усиления (АРУ), которая показывает пределы изменения выходного напряжения приемника при изменении сигнала на его входе.

Требования к качественным показателям радиовещательных приемников различных классов определены ГОСТ 5651—64 (табл. 52).

По схемному построению радиоприемники подразделяются на приемники прямого усиления и приемники супергетеродинного типа.

Структурная схема приемника прямого усиления показана на рис. 178, *а*. После антенны сигналы различных радиостанций поступают во входную цепь, назначение которой выделить полезный сигнал, т. е. высокочастотный сигнал радиостанции, на которую настроен приемник. Данный сигнал усиливается усилителем напряжения высокой частоты (УВЧ) до величины, при которой нормально работает детектор. Детектор выделяет из промодулированного высокочастотного колебания сигнал, содержащий полезную информацию. Затем сигнал полезной информации усиливается до величины, необходимой для работы оконечного аппарата.

К недостаткам приемника прямого усиления относятся: низкая избирательность, плохая форма резонансной характеристики, низкая чувствительность и др.

Указанные недостатки отсутствуют в приемниках супергетеродин-

Таблица 52

Требования к качественным показателям приемников (ГОСТ 5651—64)

Параметры	Классы				
	Высший	I	II	III	IV
Диапазоны принимаемых частот: ДВ, кГц	150—408				
СВ, кГц	525—1605				
КВ, МГц	3,95—12,1			—	
УКВ, МГц	65,8—73				—
Промежуточная частота: ДВ, СВ и КВ, кГц	465				
УКВ, МГц	8,4 6,5	6,5			—
Чувствительность с внешней антенной, мкВ: ДВ и СВ	50	150		200	300
КВ		200		—	
УКВ	5	10	20	30	—
Чувствительность с внутренней магнитной антенной, мВ/м: ДВ	—	1	2	2.5	3
СВ	—	0,7	1	1,5	2
Избирательность, дБ: ДВ и СВ	60	46	34	26	16—20
Крутизна ската резонансной характеристики на УКВ, дБ/кГц	0,25	0,2	0,17	0,15	—
Ослабление зеркального канала, дБ	60	46	40	20—26	16—20
СВ	50	26		20	
КВ	26	14	12	—	

Параметры	Классы				
	Высший	I	II	III	IV
УКВ	30	24		20	—
Действие автоматической регулировки усиления на ДВ, СВ и КВ диапазонах, дБ: изменение напряжения на входе	60	40	26		
соответствующее изменение на выходе	8	12	10	12	12
Ручная регулировка громкости, дБ	60	50		30—40	30—40
Уровень фона, дБ: с антенного входа	—54	—44	—40	—30	—30
со входа усилителя низкой частоты	—60	—50	—46	—36	—36
Частотная характеристика приемников на ДВ, СВ и КВ, Гц: непереносные мебельные	40—6000	60—4000	80—4000	—	—
непереносные настольные	60—6000	80—4000	100—4000	150—3500	200—3000
переносные	—	150—4000	200—4000	300—3500	450—3000
Частотная характеристика приемников на УКВ, Гц: непереносные мебельные	40—15 000	60—12 000	80—10 000	—	
непереносные настольные	60—15 000	80—12 000	100—10 000	120—7000	200—6000
переносные	—	150—12 000	200—10 000	300—7000	—
Потребление электроэнергии приемниками, Вт: непереносные батарейные	4	3,5	1,2	0,5	0,3
переносные батарейные	—	2	0,5		0,3
Напряжение питания от сети, В: номинальные	127 и 220				
предельные	114—140 и 198—242				

Параметры	Классы				
	Высший	I	II	III	IV
Напряжения питания от батареи, В: номинальные	12 или 9		9	9 или 4,5	
предельные	7,2 или 5,6		5,6	5,6 или 2,8	

ного типа, в которых основное усиление принятых сигналов осуществляется на постоянной частоте, вне зависимости от частоты принятой радиостанции. Структурная схема приемника супергетеродинного типа приведена на рис. 178, *б*. Принятый сигнал поступает во входную цепь и после усилителя высокой частоты УВЧ поступает на преобразователь частоты, который состоит из смесителя и гетеродина. Сигнал разностной — промежуточной — частоты усиливается усилителем промежуточной частоты УПЧ, а затем поступает на детектор и усилитель сигнала информации.

К преимуществам супергетеродинных приемников относятся:

возможность применять большое количество каскадов УПЧ, так как они имеют фиксированную настройку;

возможность выбрать величину промежуточной частоты достаточно низкой, что позволяет получить высокий коэффициент усиления и одновременно обеспечить устойчивость работы усилителя;

возможность использовать в качестве УПЧ полосовые усилители, позволяющие получить высокую избирательность при заданной полосе пропускания.

Наряду с указанными преимуществами приемники супергетеродинного типа имеют недостатки, основными из которых являются помехи по зеркальному каналу. Если на вход преобразователя частоты поступает сигнал, частота которого превышает несущую частоту принимаемой радиостанции на удвоенное значение промежуточной частоты, то данный сигнал на выходе преобразователя создает такую же промежуточную частоту, как и основной сигнал. Канал, частота которого превышает частоту основного сигнала на удвоенное значение промежуточной частоты, называется зеркальным каналом.

Рассмотрим влияние зеркального канала на конкретном примере. Пусть приемник настроен на частоту сигнала $f_с = 1000$ кГц. При этом гетеродин вырабатывает частоту $f_г = 1460$ кГц. На выходе преобразователя возникает промежуточная частота

$$f_{пр} = f_г - f_с = 1460 - 1000 = 460 \text{ кГц}.$$

Допустим, что другая радиостанция работает на «зеркальной» частоте

$$f_з = f_с + 2f_{пр} = 1000 + 920 = 1920 \text{ кГц}.$$

Указанный сигнал создаст на выходе преобразователя промежуточную частоту

$$f_{пр.з} = f_з - f_г = 1920 - 1460 = 460 \text{ кГц}.$$

Следовательно, промежуточные частоты основного и зеркального каналов совпадают. Проникновение зеркальной частоты на вход преобра-

зователя частоты приводит к возникновению помех основному каналу. Поэтому зеркальную частоту подавляют до преобразователя. Для характеристики ослабления зеркального канала пользуются избирательностью по зеркальному каналу в отличие от избирательности по соседнему каналу. Избирательность по зеркальному каналу обеспечивается входным устройством. Для повышения избирательности по зеркальному каналу между входным устройством и преобразователем помещают каскад УВЧ.

2. Входные цепи радиоприемников

Входная цепь служит для выделения полезного высокочастотного сигнала из сигналов различных частот, воздействующих на приемную антенну. В качестве входной цепи используется единичный колебательный контур или система связанных контуров. Схемы входных цепей различаются способом связи колебательного контура с антенной. Связь может быть емкостной, индуктивной или комбинированной.

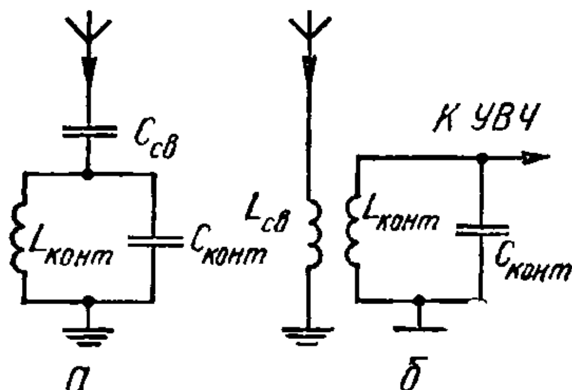


Рис. 179. Схемы входных цепей: *а* — с емкостной связью; *б* — с индуктивной связью.

На рис. 179, *а* изображена схема входной цепи с емкостной связью. Элементом связи является конденсатор $C_{св}$. Чтобы параметры антенны незначительно влияли на настройку контура входного устройства, емкость $C_{св}$ должна быть небольшой (значительно меньше емкости антенны $C_А$).

Качество работы входной цепи характеризуется коэффициентом передачи напряжения K_0, показывающим, во сколько раз напряжение $U_с$, подводимое к первому каскаду усилителя, больше э. д. с. в антенне $E_А$ на резонансной частоте:

$$K_0 = \frac{U_с}{E_А}.$$

Для входной цепи с емкостной связью

$$K_0 = Q\frac{C'}{C_{конт} + C'},$$

где $C' = \dfrac{C_{св}C_А}{C_{св} + C_А}$; $C_{конт}$ — емкость контура; Q — добротность контура.

На длинных и средних волнах емкость антенны $C_А = 50 \div 200$ пФ. Резонансная частота входной цепи

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{конт}(C_{конт} + C')}}.$$

Избирательность входной цепи определяется резонансной характеристикой, которую можно построить, пользуясь уравнением

$$y = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f - f_0}{\delta_{экв} f_0}\right)^2}},$$

где $y = \frac{K}{K_0}$ — отношение коэффициента передачи напряжения на любой частоте K к коэффициенту передачи на резонансной частоте K_0; $\delta_{экв}$ — эквивалентное затухание контура входной цепи,

$$\delta_{экв} = \delta_{конт} + \delta_A.$$

Собственное затухание контура $\delta_{конт}$ определяется его конструкцией ($\delta_{конт} \approx 0{,}005 \div 0{,}01$).

Затухание, вносимое в контур антенной,

$$\delta_A = \omega_0 (C_{конт} + C') \left(\frac{C'}{C_{конт} + C'}\right)^2 r_A,$$

где r_A — активное сопротивление антенны.

При малой величине емкости $C_{св} \delta_A \ll \delta_{конт}$, поэтому при расчетах величиной δ_A можно пренебречь.

Существенным недостатком входной цепи с емкостной связью является резкое изменение коэффициента передачи по диапазону: с увеличением частоты величина K возрастает. Поэтому входные цепи с емкостной связью обычно применяются в приемниках с фиксированной настройкой.

На рис. 179, *б* показана схема входной цепи с индуктивной связью. Элементом связи антенны с контуром является катушка связи $L_{св}$. Антенна совместно с катушкой $L_{св}$ представляет собой колебательный контур с параметрами L_A, C_A, r_A. Антенный контур и контур входной цепи образуют систему связанных контуров.

Для получения более стабильного значения коэффициента передачи напряжения при перестройке входной цепи необходимо, чтобы собственная частота антенного контура f_A находилась вне частотного диапазона входного устройства, т. е. чтобы выполнялось одно из условий

$$f_A > f_{макс} \quad \text{или} \quad f_A < f_{мин},$$

где $f_{мин}$ и $f_{макс}$ — соответственно наименьшая и наибольшая частоты диапазонов.

Если $f_A > f_{макс}$, что соответствует соотношению длин волн $\lambda_A < \lambda_{макс}$, то такой режим работы приемника называется работой на укороченную антенну. Если $f_A < f_{ммин}$ или $\lambda_A > \lambda_{мин}$, то такой режим работы называется работой на удлиненную антенну. При работе на укороченную антенну с увеличением собственной частоты входного контура коэффициент передачи возрастает, так как частоты f и f_A сближаются, а при работе на удлиненную антенну с увеличением f коэффициент K уменьшается (рис. 180). Уменьшение величины K при удлиненной антенне происходит в меньшее число раз, чем его возрастание при укороченной антенне. Поэтому на практике обычно применяют режим работы на удлиненную антенну.

Резонансный коэффициент передачи входной цепи с индуктивной связью

$$K_0 = \frac{k_{св}\sqrt{\frac{L_{конт}}{L_{св}}}}{\delta_{экв}\left(1 - \frac{f_A^2}{f_0^2}\right)},$$

где $k_{св} = \frac{M}{\sqrt{L_{св}L_{конт}}}$ — коэффициент связи между катушками $L_{св}$ и $L_{конт}$ (конструктивно выполнимый коэффициент связи находится в пределах $0,4 \div 0,6$); $\delta_{экв}$ — эквивалентное затухание входной цепи,

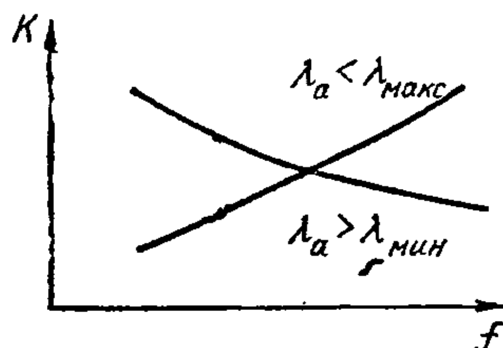


Рис. 180. График изменения коэффициента передачи по диапазону.

$$\delta_{экв} = \delta_{конт} + k_{св}^2\delta_A \approx \delta_{конт}(1 + k_{св}^2).$$

Расчет входной цепи с индуктивной связью для лампового приемника. Дано: крайние частоты поддиапазона $f_{мин}$ и $f_{макс}$; собственное затухание контура $\delta_{конт}$ или добротность $Q_{конт} = \frac{1}{\delta_{конт}}$; максимальная и минимальная емкость конденсатора настройки $C_{конт.макс}$ и $C_{конт.мин}$ в пФ; параметры антенны r_A и C_A и разброс этих параметров $q_r = \frac{r_A}{r_{А.мин}} = \frac{r_{Амакс}}{r_A}$, $q_C = \frac{C_A}{C_{Амин}} = \frac{C_{Амакс}}{C_A}$; промежуточная частота $f_{пр}$, а также тип лампы первого каскада приемника.

Определить: индуктивность $L_{конт}$; $L_{св}$; емкость подстроечного конденсатора; резонансный коэффициент передачи на крайних частотах поддиапазона; избирательность входной цепи по зеркальному каналу.

Порядок расчета. 1. Определяют максимальную частоту антенного контура

$$f_{А.макс} = \frac{f_{мин}}{a} \text{ МГц}; \quad a = 1,2 \div 2.$$

2. Индуктивность катушки связи

$$L_{св} = \frac{2,53 \cdot 10^4 q_C}{f_{А.макс}^2 C_A} \text{ мкГ},$$

где C_A — емкость антенны, пФ.

3. Коэффициент связи между катушками $L_{конт}$ и $L_{св}$

$$K_{св} = \frac{\sqrt{2}}{a}\sqrt{\delta_{конт}\frac{(a^2 - 1)(a^2q_C^2k_{п.д}^2 - 1)}{q_C^2k_{п.д}^2 - 1}},$$

где $k_{п.д} = 1,05\frac{f_{макс}}{f_{мин}}$ — коэффициент перекрытия поддиапазона.

4. Средняя емкость подстроечного конденсатора

$$C = \frac{C_{\text{конт.макс}} - k^2_{\text{п.д}} C_{\text{конт.мин}}}{k^2_{\text{п.д}} - 1} C_{\text{сх}} \; [\text{пФ}],$$

где $C_{\text{сх}} = C_{\text{вх}} + C_{\text{м}} + C_0$ — емкость схемы, пФ; $C_{\text{вх}}$ — входная емкость лампы первого каскада; $C_{\text{м}}$ — емкость монтажа, $C_{\text{м}} = 5 \div 8$ пФ; C_0 — емкость катушки. Для длинных и средних волн $C_0 = 10 \div 8$ пФ, для коротких — $C_0 \approx 5$ пФ.

5. Индуктивность контура

$$L_{\text{конт}} = \frac{2{,}53 \cdot 10^4 (k^2_{\text{п.д}} - 1)}{(C_{\text{конт.макс}} - C_{\text{конт.мин}}) f^2_{\text{макс}}} \text{ мкГ}.$$

6. Резонансные коэффициенты передачи на крайних частотах поддиапазона:

$$K_{01} = \frac{k_{\text{св}} \sqrt{\dfrac{L_{\text{конт}}}{L_{\text{св}}}}}{\delta_{\text{экв}} \left(1 - \dfrac{1}{a^2 q_C}\right)}; \quad K_{02} = \frac{k_{\text{св}} \sqrt{\dfrac{L_{\text{конт}}}{L_{\text{св}}}}}{\delta_{\text{экв}} \left(1 - \dfrac{1}{a^2 q_C k^2_{\text{п.д}}}\right)}.$$

7. Сопротивление резистора утечки лампы первого каскада

$$R_{\text{с}} \geqslant 10 \frac{2\pi f_{\text{макс}} L_{\text{конт}}}{\delta_{\text{экв}}} \text{ Ом}.$$

8. Емкость разделительного конденсатора $C_{\text{р}} \geqslant (3 \div 50) C_{\text{вх}}$

9. Избирательность по зеркальному каналу

$$S_{\text{з}} = \frac{|1 - x^2|}{\delta_{\text{экв}} x^2},$$

где $x = \dfrac{1}{1 + \dfrac{f}{f_{\text{макс}}}}$.

Расчет входной цепи транзисторного приемника производится аналогично расчету лампового. Величины $f_{\text{макс}}$; $L_{\text{св}}$; $k_{\text{св}}$; $S_{\text{з}}$ рассчитывают по формулам, приведенным выше.

Дополнительно определяют коэффициент трансформации между катушками $L_{\text{конт}}$ и $L_{\text{св}}$

$$n \approx \sqrt{\frac{\delta_{\text{конт}} - \delta}{2\pi f_{\text{мин}} L_{\text{конт}} g_{\text{вх}}}},$$

где δ — затухание контура на частоте $f_{\text{мин}}$ ($\delta \geqslant 0{,}01$); $g_{\text{вх}}$ — входная проводимость транзистора.

Емкость схемы с учетом входной емкости $C_{\text{вх}}$ транзистора и коэффициента трансформации n определяют по формуле

$$C_{\text{сх}} = C_0 + n^2 (C_{\text{вх}} + C_{\text{м}}).$$

Емкость подстроечного конденсатора и индуктивность контура рассчитывают, как и для лампового приемника. Резонансный коэффи-

циент передачи на крайних частотах диапазона определяют с учетом коэффициента трансформации по формуле

$$K_{01}=\frac{nk_{\text{св}}\sqrt{\dfrac{L_{\text{конт}}}{L_{\text{св}}}}}{\delta_{\text{конт}}\left(1-\dfrac{1}{a^2q_C}\right)};\quad K_{02}=\frac{nk_{\text{св}}\sqrt{\dfrac{L_{\text{конт}}}{L_{\text{св}}}}}{\delta_{\text{конт}}\left(1-\dfrac{1}{a^2q_Ck^2_{\text{п.д}}}\right)}.$$

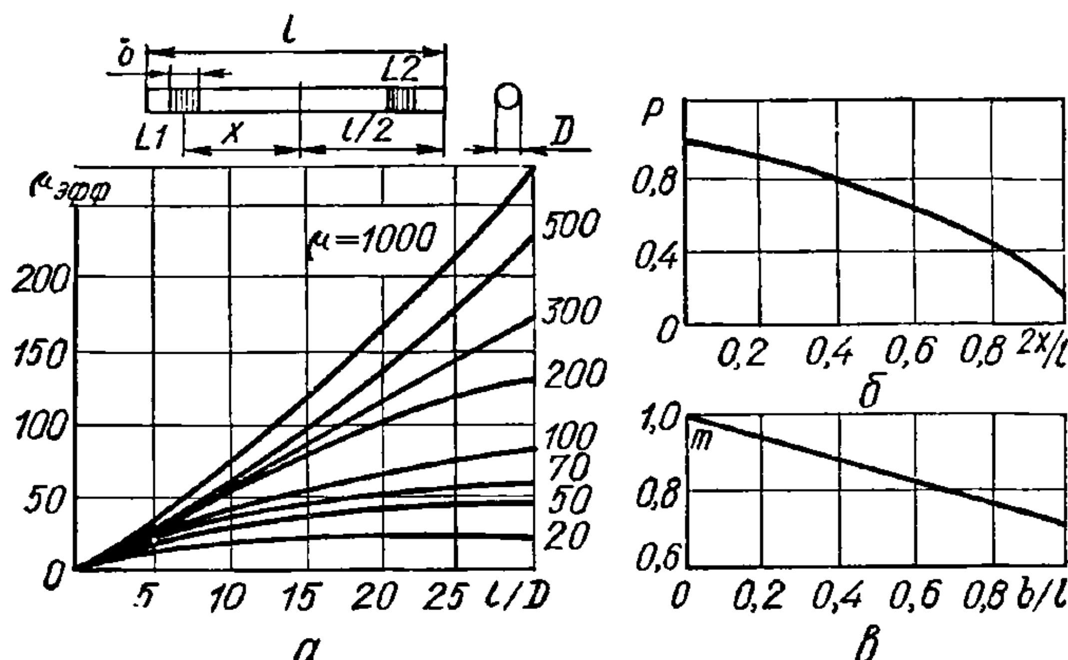


Рис. 181. Графики для определения параметров магнитной антенны.

Рассчитывают индуктивность части контурной катушки — элемент связи контура с транзистором

$$L'_{\text{св}}=\left(\frac{n}{k'_{\text{св}}}\right)L_{\text{конт}},$$

где $k'_{\text{св}}\leqslant 0{,}5$ — коэффициент связи между катушками $L_{\text{конт}}$ и $L_{\text{св}}$.

В настоящее время широко распространены входные цепи, образующие единое целое с антенной, так называемые магнитные антенны. Магнитная антенна состоит из сердечника из ферромагнитного материала с высокой магнитной проницаемостью (обычно феррита), на котором размещаются контурная катушка и катушка связи. Применение магнитной антенны вместо наружной особенно целесообразно в переносных малогабаритных приемниках. Но их применяют и в стационарных приемниках на средних и длинных волнах. Магнитная антенна относится к антеннам с направленными свойствами.

На рис. 181 приведены графики, позволяющие определить основные параметры магнитной антенны.

Среднюю емкость подстроечного конденсатора и индуктивность контурной катушки находят по формулам для обычного входного устройства с индуктивной связью. По отношению l/D из графика (рис. 181, *а*) находят эффективную магнитную проницаемость антенны $\mu_{\text{эфф}}$. Длину ферритового стержня принимают $l = 150 \div 200$ мм, а его диаметр $D = 8 \div 15$ мм.

По известным параметрам катушки определяют число витков, ширину намотки:

$$w = \sqrt{\frac{1{,}27Ll}{\mu_{эфф}D^2}}\,; \qquad b = wd,$$

где L — индуктивность катушки, Г; d — диаметр провода, мм.

Затем находят величину x (рис. 181, *а*).

По отношениям b/l и $2x/l$ из графиков (рис. 181, *б*, *в*) находят вспомогательные коэффициенты p и m и рассчитывают действующую высоту антенны для частот $f_{мин}$ и $f_{макс}$:

$$h_д = 2{,}9 \cdot 10^{-2} wSf\mu_{эфф}mp,$$

где $S = 0{,}785\ D^2$ — площадь витка.

Коэффициент передачи входной цепи

$$K = \frac{h_д}{\delta_{конт}}\,n,$$

где n — коэффициент трансформации, определяемый по ранее приведенной формуле.

3. Входные цепи приемников УКВ

Условием эффективной передачи энергии от антенны на вход усилителя является согласование входного сопротивления лампы с волновым сопротивлением питающей (фидерной) линии. Такое согласование можно осуществить, применив автотрансформаторную либо трансформаторную связь фидерной линии с входной цепью. При автотрансформаторной связи (рис. 182, *а*) провод фидерной линии подключается к части витков контурной катушки. Для уменьшения шунтирования контура входной проводимостью лампы сетка также подключается к части витков катушки.

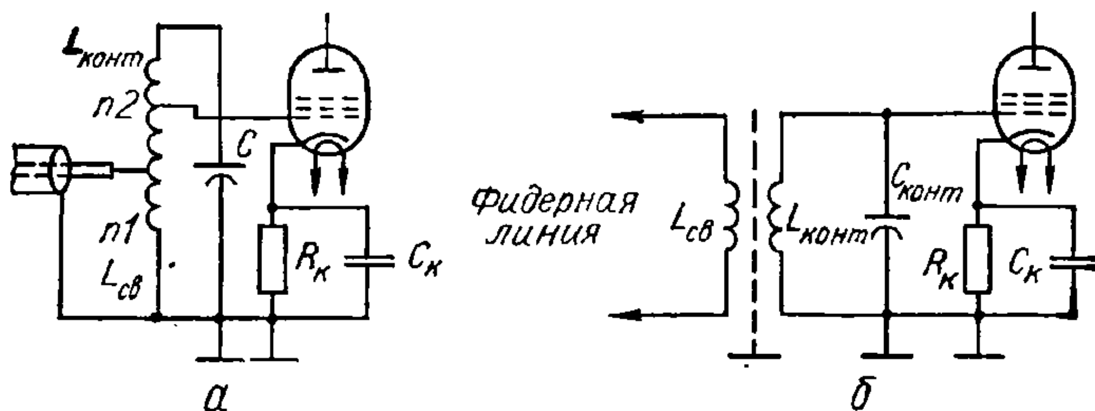


Рис. 182. Входная цепь:
а — с автотрансформаторной связью; *б* — с трансформаторной связью.

Коэффициенты трансформации между фидером и контурной катушкой $n1$ и между сеточной цепью и контурной катушкой $n2$ определяют по формулам:

$$n_1 = \sqrt{\frac{\pi\delta_{конт}}{g_A}f_0C}\,; \qquad n_2 = \sqrt{\frac{\pi\,(\delta_{конт} - 2\delta)}{g_{вх}}f_0C}\,,$$

где $\delta_{конт}$ — собственное затухание контура, которое определяют по заданной полосе пропускания $П$,

$$\delta_{конт} = \frac{П}{f_0};$$

δ — собственное затухание контура на частоте $f_{мин}$ ($\delta \approx 0,01$); $g_{вх}$ — входная проводимость лампы первого каскада; g_A — входная проводимость антенны; C — емкость входного контура ($C \approx 10 \div 20$ пФ); f_0 — частота настройки приемника.

Индуктивность контура

$$L_{конт} = \frac{2,53 \cdot 10^4}{Cf_0^2} \text{ мкГ}.$$

Коэффициент передачи напряжения при коротком фидере

$$K_0 = \frac{1}{2}\sqrt{\left(1 - \frac{2\delta_{конт}}{\delta}\right)\frac{g_A}{g_{вх}}}.$$

При широкой полосе пропускания $2\delta_{конт} \ll \delta$, поэтому

$$K_0 \approx \frac{1}{2}\sqrt{\frac{g_A}{g_{вх}}}.$$

Трансформаторная связь фидерной линии с входным контуром (рис. 182, *б*) обычно применяется при симметричной фидерной линии. Экран, расположенный между катушками $L_{св}$ и $L_{конт}$, устраняет нежелательную емкостную связь между ними.

Полная емкость контура

$$C = C_{конт} + C_{вх} + C_м.$$

Индуктивность контурной катушки

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^4}{Cf_0^2} \text{ мкГ}.$$

Величина индуктивности катушки связи $L_{св}$ зависит от активного сопротивления антенны r_A:

$$L_{св} = \frac{r_A}{\omega_0}.$$

Коэффициент связи между катушками $L_{конт}$ и $L_{св}$

$$k_{св} = \sqrt{2\delta}.$$

Коэффициент взаимоиндукции

$$M = k_{св}\sqrt{L_{св}L_{конт}}.$$

Коэффициент передачи при коротком фидере

$$K_0 \approx \frac{1}{2}\sqrt{\frac{g_A}{g}},$$

где g — резонансная проводимость контура с учетом входной проводимости лампы,

$$g = 2\pi fC\delta_{конт} + g_{вх}.$$

В дециметровом диапазоне в качестве колебательной системы входных цепей используются четвертьволновые отрезки коаксиальных линий (рис. 183, *а*). Для получения широкой полосы пропускания при достаточно равномерном усилении иногда используются входные цепи в виде двух или трех связанных колебательных систем. На рис. 183, *б* показана двухконтурная входная цепь — две коаксиальные линии, связанные между собой отверстиями. Перемещением диска *Д1* настраивают первичный контур, а диском *Д2* — вторичный контур.

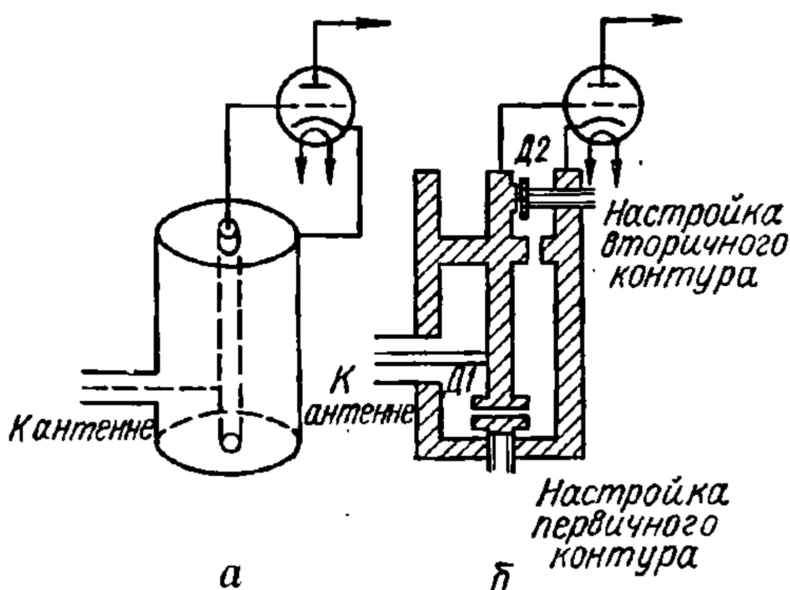


Рис. 183. Входная цепь:
а — в виде отрезка коаксиальной линии;
б — двухконтурная.

В приемниках сантиметровых и миллиметровых волн в качестве входной цепи применяются полые резонаторы и волноводы, а также их сочетания.

4. Ламповые резонансные усилители

Схема лампового резонансного усилителя с непосредственным включением нагрузки (колебательного контура) в анодную цепь лампы показана на рис. 184. Колебательный контур настраивают на частоту входного сигнала при помощи конденсатора переменной емкости *С*. Если изменение емкости конденсатора *С* не обеспечивает заданного перекрытия диапазона частот (конденсатор позволяет изменять частоту контура не более чем в 4—5 раз), то весь диапазон разбивают на отдельные поддиапазоны. Переход с одного поддиапазона на другой осуществляется подключением к конденсатору переменной емкости катушек с различной индуктивностью. Включение конденсатора развязывающего фильтра $C_ф$ по схеме рис. 184 позволяет заземлить одну из пластин конденсатора *С*, что желательно как по конструктивным соображениям, так и для устранения влияния на настройку контура емкости между рукой настраивающего и землей.

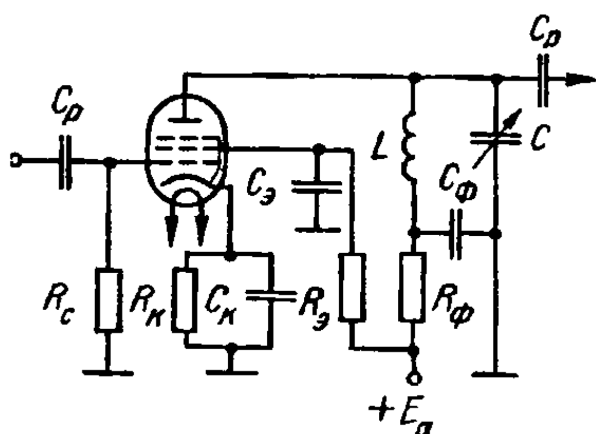


Рис. 184. Схема лампового резонансного усилителя.

Коэффициент усиления по напряжению на резонансной частоте

$$K_{U0} = \frac{U_{вых}}{U_c} \approx SR'_{экв},$$

где $R'_{экв} = \frac{R_{экв}R_c}{R_{экв} + R_c}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки; R_c — сопротивление утечки;

$$R_{экв} = \frac{1}{\delta_{экв}\omega_0 C} = \frac{L}{Cr_{экв}}.$$

Уравнение частотной характеристики каскада

$$y = \frac{K}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1+x^2}},$$

где $x = \frac{2\Delta f}{\delta_{экв} f_0}$ — обобщенная расстройка.

Избирательность усилителя можно повысить за счет уменьшения полного затухания контура $\delta_{экв}$, которое определяется параметрами контура, а также шунтирующим действием выходной проводимости $g_{вых1}$ лампы данного каскада и величиной входной проводимости $g_{вх2}$ лампы последующего каскада. Полное затухание контура

$$\delta_{экв} = \delta_{конт} + g_{вых1}\, 2\pi f_0 L + g_{вх2}\, 2\pi f_0 L,$$

где $\delta_{конт}$ — собственное затухание контура. Для уменьшения величины $g_{вх2}$ необходимо, чтобы лампа последующего каскада работала без сеточных токов.

Коэффициент усиления ступени

$$K_0 = SR'_{экв} \approx SR_{экв} = S\frac{L}{Cr},$$

где r — активное сопротивление контура.

С увеличением частоты, т. е. с уменьшением емкости, усиление каскада возрастает. При переходе на поддиапазон более коротких волн за счет подключения меньших индуктивностей коэффициент усиления пропорционально уменьшается.

Для уменьшения влияния лампы на контур в анодной цепи применяют схемы резонансных усилителей с трансформаторным и автотрансформаторным включением колебательного контура в анодную цепь (рис. 185). Изменением взаимного расположения катушек $L_{св}$ и L (рис. 185, *а*) или соотношения между индуктивностями $L1$ и $L2$ (рис. 185, *б*) можно в значительных пределах изменять сопротивление, вносимое лампой в контур и, следовательно, избирательность усилителя. Величина коэффициента усиления резонансного усилителя при наличии элемента связи лампы с колебательным контуром определяется по формуле

$$K_U = SR_{экв}p,$$

где p — коэффициент включения контура $\left(\text{для трансформаторной связи } p = \frac{M}{L}\text{; для автотрансформаторной } p = \frac{L_2 + M}{L_1 + L_2}\right)$; M — коэффициент взаимоиндукции между катушками.

Устойчивость резонансных усилителей зависит от параметров схемы и, в основном, от величин проходной междуэлектродной емкости лампы $C_{а.с}$ и сопротивления колебательного контура $R_{экв}$.

Для случая, когда входной и нагрузочный контуры имеют одинаковые сопротивления, условие устойчивости работы усилителя

$$\omega_0 C_{а.с} S R^2_{экв} p < 2.$$

Для резонансного усилителя с непосредственным включением контура ($p = 1$) условие устойчивости (учитывая, что $S^2 K^2_{экв} = K^2_U$) можно записать

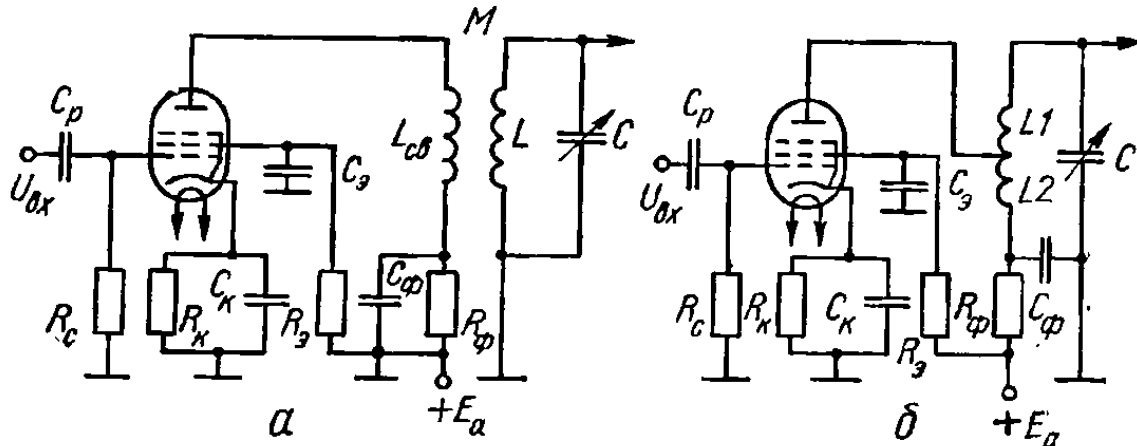


Рис. 185. Усилитель с трансформаторным (*а*) и автотрансформаторным (*б*) включением контура в анодную цепь.

$$\omega_0 C_{а.с} K^2_U < 2S.$$

Коэффициент усиления при устойчивой работе

$$K_{U уст} \leqslant 0{,}42 \sqrt{\frac{S}{\omega_0 C_{а.с}}}.$$

Максимальный коэффициент усиления, при котором усилитель находится на пороге самовозбуждения,

$$K_{U(пор)} = 1{,}41 \sqrt{\frac{S}{\omega_0 C_{а.с}}}.$$

Расчет лампового усилителя напряжения высокой частоты. Дано: крайние значения диапазона частот $f_{мин}$ и $f_{макс}$; наибольшая и наименьшая величина эквивалентной емкости контура $C_{экв.макс}$ и $C_{экв.мин}$; собственное затухание контура $\delta_{конт}$; требуемый коэффициент усиления K_0; тип лампы (высокочастотный пентод).

Определить: схему усилителя; индуктивность катушки контура и минимальный коэффициент усиления $K_{0мин}$; построить резонансную характеристику высокочастотного тракта приемника.

Порядок расчета. 1. Определяют индуктивность катушки контура

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4}{C f^2_{мин}} \text{ мкГ},$$

где C — среднее значение емкости контура, пФ; $f_{мин}$ — минимальная частота, МГц.

2. Коэффициент усиления при условии устойчивой работы усилителя для схемы с полным включением контура

$$K_{U(уст)} \approx 0{,}5 \sqrt{\frac{S}{2\pi f_{макс} C_{а.с}}} \geqslant K_0.$$

Если условие выполняется, принимаем схему с полным включением контура, если не выполняется, то применяют трансформаторное или автотрансформаторное включение контура.

3. Коэффициент включения контура

$$p \leqslant \frac{K_{U(уст)}}{K_0}.$$

4. Минимальный коэффициент усиления

$$K_{0мин} = S R_{экв.мин} p,$$

где

$$R_{экв.мин} = \frac{2\pi f_{мин} L}{\delta_{конт}}.$$

Если $K_{0мин} < K_0$, то следует применить другой тип лампы и произвести соответствующий пересчет.

5. Строят резонансную характеристику высокочастотного тракта.

Уравнение резонансной кривой радиочастотного тракта при использовании одноконтурной входной цепи:

в области малых расстроек

$$y = (\sqrt{1 + x^2})^n;$$

в области больших расстроек

$$y = x^n \frac{f_0 + \Delta f}{f_0},$$

где n — число контуров высокочастотного тракта; $x = \frac{2\Delta f}{\delta_{конт} f_0}$ — обобщенная расстройка.

5. Транзисторные резонансные усилители

Большинство транзисторных усилителей строятси по схеме с общим эмиттером. Усилители коротковолнового и ультракоротковолнового диапазонов часто выполняют по схеме с общей базой или используют сочетания различных схем включения.

Входное и выходное сопротивление транзистора маньше, чем у электронной лампы, работающей без сеточных токов. Поэтому при непосредственном подключеиии колебательиого контура к транзистору в контур вносится зиачительное сопротивление и, следовательно, ухудшается избирательность усилителя. Величину вносимого сопротивления можно уменьшить за счет трансформаторного или автотрансформаторного включения контуров в коллекторную цепь и в цепь базы.

Схема транзисторного резонансного усилителя с автотрансформа-

торным включением контура приведена на рис. 186, *а*. Резистор $R_э$ и конденсатор $C_э$ служат для термокомпенсации. Отрицательное смещение подается на базу от постороннего источника через резистор $R_Б$. Резистор $R_ф$ и конденсатор $C_ф$ образуют развязывающий фильтр в коллекторной цепи. $C_р$ — разделительный конденсатор.

На рис. 186, *б* показана схема резонансного усилителя с трансформаторной связью транзистора с колебательным контуром. Изменяя

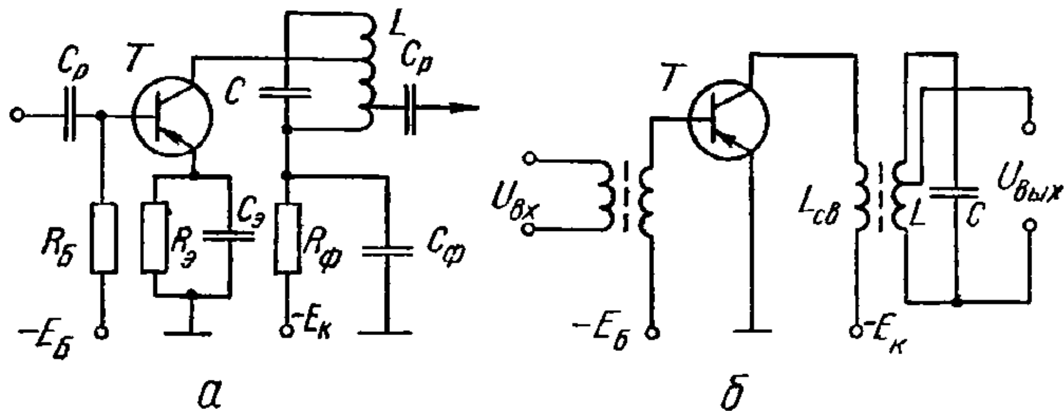


Рис. 186. Схемы резонансного усилителя на транзисторах:
а — с автотрансформаторной связью транзистора с колебательным контуром; *б* — с трансформаторной связью.

расстояние между катушками, можно обеспечить требуемое согласование.

Коэффициент усиления по напряжению одного каскада

$$K_U = pny_{21}R_{экв},$$

где $R_{экв}$ — эквивалентное сопротивление колебательного контура; p — коэффициент включения нагрузочного контура в коллекторную цепь; n — коэффициент включения контура в цепь базы; y_{21} — абсолютная величина проводимости участка коллектор — база (параметр транзистора).

При непосредственном включении входного и нагрузочного контуров в коллекторную цепь транзистора $n = 1$ и $p = 1$.

Проводимость участка коллектор — база y_{21} зависит от частоты. Поэтому с увеличением частоты сигналов коэффициент усиления уменьшается.

Внутренняя обратная связь в транзисторах более сильная, чем в электронных лампах. Это объясняется, во первых, тем, что величина проходной емкости $C_{Б.К}$ больше, чем $C_{а.К}$ лампы, и, во-вторых, наличием гальванической связи между базой и коллектором.

Вследствие того, что сопротивление коллекторного перехода в направлении коллектор — база велико, основным элементом нежелательной обратной связи является проходная емкость $C_{Б.К}$.

Коэффициент усиления при устойчивой работе транзисторного резонансного усилителя

$$K_{U(уст)} \approx 0{,}5\sqrt{\frac{y_{21}}{\omega C_{Б.К}}}.$$

Вследствие большой величины $C_{Б.К}$ коэффициент усиления из условия устойчивой работы мал.

Вредное влияние обратной связи можно уменьшить, вводя в схему усилителя элементы коррекции и нейтрализации. Простым способом

повышения устойчивости работы усилителя является подключение к участку база — коллектор резистора $R_{кр}$ (коррекция типа R) (рис. 187, *а*). Проникновение переменного тока из коллекторной цепи в базовую связано с процессами зарядки — разрядки емкости $C_{Б.К}$. Внешнее сопротивление создает дополнительный путь разряду, и разрядный ток почти не протекает через входную цепь транзистора. Преимуществами такой схемы коррекции является простота и повышение

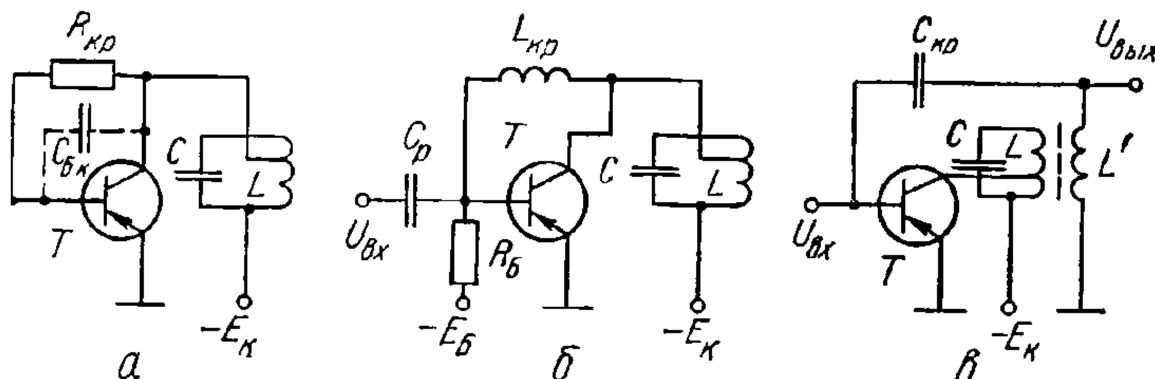


Рис. 187. Схемы коррекции:
а — типа *R*; *б* — типа *L*; *в* — типа *C*.

устойчивости в широком диапазоне частот. К недостатку коррекции типа R можно отнести дополнительно вносимое сопротивление в контур усилителя, что снижает избирательность.

Внутреннюю обратную связь можно также скорректировать подключением к участку база — коллектор катушки индуктивности $L_{кр}$ (рис. 187, *б*). Такая схема называется коррекцией типа L. Если в выходных цепях усилителя имеется трансформатор или автотрансформатор, изменяющий фазу напряжения на 180°, то корректирующую индуктивность $L_{кр}$ можно заменить емкостью $C_{кр}$ (рис. 187, *в*) и получить коррекцию типа C.

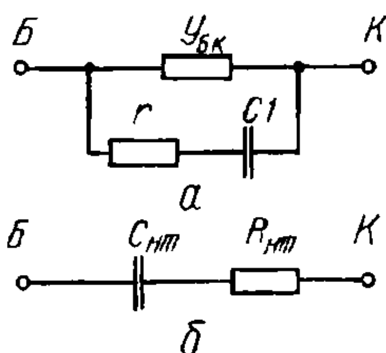


Рис. 188. Цепочки нейтрализации.

Приведенные схемы коррекции не обеспечивают полной компенсации внутренней обратной связи.

Более совершенными являются так называемые схемы нейтрализации внутренней обратной связи. Полная нейтрализация должна обеспечить не только компенсацию реактивных сопротивлений участка коллектор — база, но и активных проводимостей. Участок коллектор — база может быть представлен эквивалентной схемой, показанной на рис. 188, *а*, где $y_{БК}$ обозначает активную составляющую проводимости в направлении коллектор — база; C_1 — емкость, которая в основном определяется величинной $C_{БК}$; r — активное сопротивление в цепи емкости. Если к участку база — коллектор подключить внешнюю цепочку такой же конфигурации, как на рис. 188, *а*, и обеспечить на ее зажимах напряжение, равное и противофазное напряжению на элементах паразитной обратной связи, то произойдет полная нейтрализация. Следовательно, нейтрализация фактически сводится к компенсации внутренней обратной связи за счет создания внешней обратной связи с противоположным знаком, т. е. нейтродинной цепочки.

Проводимость $y_{БК}$ настолько мала, что без значительного ущерба

для качества нейтрализации нейтродинную цепочку можно заменить более простой (рис. 188, *б*). Если усилитель работает в узкой полосе частот, то иногда обходятся одной нейтродинной емкостью $C_{нт}$.

Нейтродинную цепочку включают между выходом и входом усилителя, но при этом возможно параллельное, последовательное и последовательно-параллельное соединение. На рис. 189 представлены наиболее распространенные параллельные схемы нейтрализации.

Расчет транзисторного усилителя высокой частоты с автотрансформаторной связью. Дано: крайние частоты диапазона $f_{мин}$ и $f_{макс}$ (МГц); требуемый коэффи-

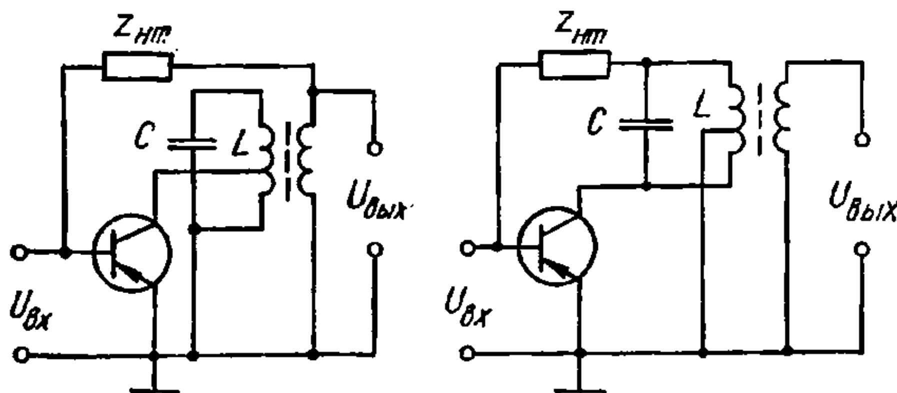


Рис. 189. Параллельные схемы нейтрализации.

циент усиления K_{U0}; наибольшая и наименьшая величины эквивалентной емкости контура $C_{экв.макс}$ и $C_{экв.мин}$ (пФ); собственное затухание контура $\delta_{конт}$; входное сопротивление следующего каскада $R_{вх2}$.

Определить: тип транзистора; коэффициенты включения контура p и n, резонансный коэффициент усиления каскада K_{U0}; величины элементов термокомпенсации.

Порядок расчета: 1. Выбирают тип транзистора. Основным критерием является соотношение между предельной частотой усиления транзистора f_β и наибольшей частотой диапазона $f_{макс}$. Для того чтобы параметры транзистора были практически независимы от частоты, необходимо выполнение условия

$$\frac{f_{макс}}{f_\beta} < 0{,}3.$$

Транзистор должен иметь минимальную емкость коллектора $C_К$ и максимальный коэффициент усиления по току.

2. Индуктивность катушки контура

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4 \, (k^2_{п.д} - 1)}{(C_{экв.макс} - C_{экв.мин})\, f^2_{макс}} \quad \text{мкГ},$$

где $k_{п.д} = 1{,}05 \frac{f_{макс}}{f_{мин}}$ — коэффициент перекрытия диапазона.

3. Волновое сопротивление контура на минимальной и максимальной частотах диапазона

$$\rho_{мин} = 2\pi f_{мин} L; \quad \rho_{макс} = 2\pi f_{макс} L.$$

4. Ориентировочное значение коэффициента включения контура со стороны последующего каскада

$$n \approx \sqrt{\frac{\delta_{конт} R_{вх2}}{\rho_{макс}}}.$$

5. Максимальный устойчивый коэффициент усиления

$$K_{уст} \approx 0{,}5 \sqrt{\frac{y_{21}}{2\pi f_{макс} C_К}}.$$

6. Коэффициент включения контура со стороны коллектора

$$p = \frac{K_{уст}\delta_{конт}}{n y_{21} \rho_{макс}}.$$

7. Коэффициенты усиления на крайних частотах диапазона

$$K_{U0макс} = \frac{n p y_{21} \rho_{макс}}{\delta_{конт}}; \quad K_{U0мин} = \frac{n p y_{21} \rho_{мин}}{\delta_{конт}}.$$

Коэффициент усиления $K_{U0мин}$ должен быть больше заданного значения K_{U0}, а коэффициент $K_{U0макс}$ должен удовлетворять условию $K_{U0макс} \leqslant K_{уст}$.

8. Сопротивление резистора термокомпенсации

$$R_Э = \frac{E'_Э}{I_К},$$

где $E'_Э$ — падение напряжения на резисторе $R_Э$, $E'_Э \approx 0{,}7 \div 1{,}5$ В; $I_К$ — ток коллектора, А (определяется по справочным таблицам или по характеристикам транзистора).

9. Емкость конденсатора в цепи термокомпенсации

$$C_Э \geqslant \frac{1{,}6 \cdot 10^{12}}{f_{мин} R_Э} \text{ пФ}.$$

6. Резонансные усилители приемников УКВ

На метровых волнах основной схемой усилителя является схема с непосредственным включением контура в цепь анода (рис. 190).

Колебательный контур настраивается изменением индуктивности $L_{конт}$. Емкость контура $C_{конт}$ состоит из входной и выходной емкостей ламп, емкости монтажа и междувитковой емкости катушки индуктивности.

Коэффициент усиления каскада

$$K_0 = SR'_{экв},$$

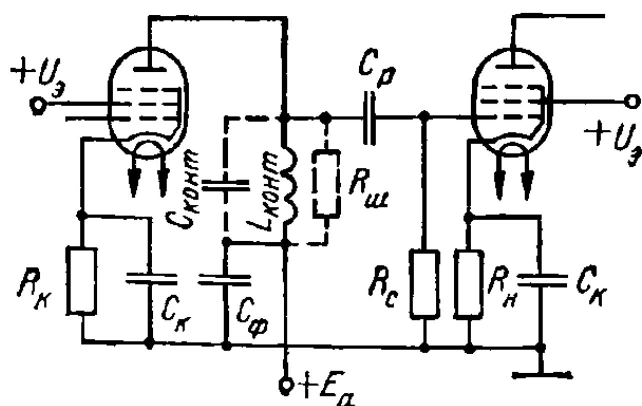


Рис. 190. Схема усилителя с непосредственным включением контура в анодную цепь.

где

$$R'_{экв} = \frac{R_{экв} R_{вх}}{R_{экв} + R_{вх}};$$

$R_{вх}$ — входное сопротивление последующего каскада. Полоса пропускания

$$П_{0,7} = \delta_{экв} f_0,$$

где

$$\delta_{экв} \approx \delta_{конт} + \delta_{R_{вх}};$$

$\delta_{конт} = \frac{r_{конт}}{\omega_0 L_{конт}} = r_{конт} \omega_0 C_{конт}$ — собственное затухание контура.

$$\delta_{R_{вх}} = \omega_0 C_{конт} R_{вх}.$$

Если расчетная полоса пропускания значительно меньше заданной, то параллельно контуру включают резистор — шунт

$$R_{ш} = \frac{\delta_{R_{ш}}}{\omega_0 C_{конт}},$$

где $\delta_{R_{ш}} = \delta'_{экв} - (\delta_{конт} + \delta_{R_{вх}})$; $\delta'_{экв} = \frac{П_{0,7}}{f_0}$ — требуемое эквивалентное затухание.

Если расчетная полоса пропускания намного больше требуемой, то следует применить неполное включение контура со стороны сетки.

На частотах 300—375 МГц рекомендуется применять схему усилителя с последовательным включением индуктивности (рис. 191). В данной схеме колебательный контур в анодной цепи образуется индуктивностью $L_{конт}$ и междуэлектродными емкостями $C_{вых1}$ и $C_{вх2}$.

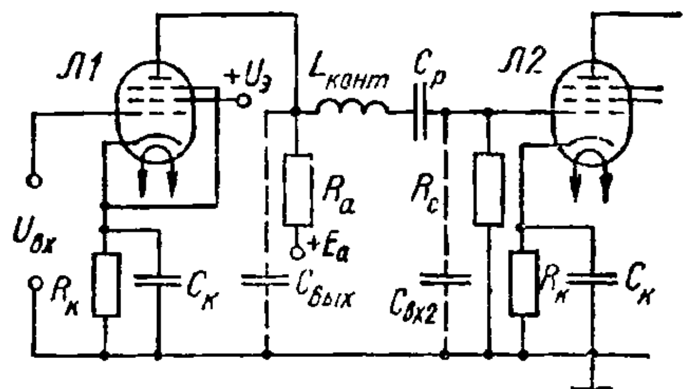


Рис. 191. Схема усилителя с последовательным включением индуктивности.

Эти емкости соединены последовательно, поэтому общая емкость контура уменьшается, в результате чего увеличивается верхняя граница усиливаемых частот.

Коэффициент усиления ступени с последовательной индуктивностью

$$K_0 = S R_{экв} p_а p_с,$$

где

$$p_а = \frac{C_{вх2}}{C_{вых1} + C_{вх2}}; \quad p_с = \frac{C_{вых1}}{C_{вых1} + C_{вх2}}.$$

Уровень собственных шумов резонансного усилителя на пентодах высокий. В тех случаях, когда требуется очень высокая чувствительность, в качестве лампы используют триод, имеющий значительно меньший уровень шумов. Но триод характеризуется большой проходной

емкостью $C_{а.с}$, что снижает устойчивость усилителя и делает невозможным его применение на очень высоких частотах.

Применение триодов возможно в усилителях с общей сеткой (рис. 192). Напряжение с выхода первого каскада через конденсатор $C_р$ подводится к дросселю $L_К$ в катодной цепи лампы. Усиленое напряжение выделяется на нагрузочном контуре $L2C2$.

Наибольший коэффициент усиления по мощности в схеме с общей сеткой

$$K_{P макс} = \frac{S^2 R_{вх} R_{вых}}{2 + SR_{вх} + 2\sqrt{(1 + SR_{вх})}},$$

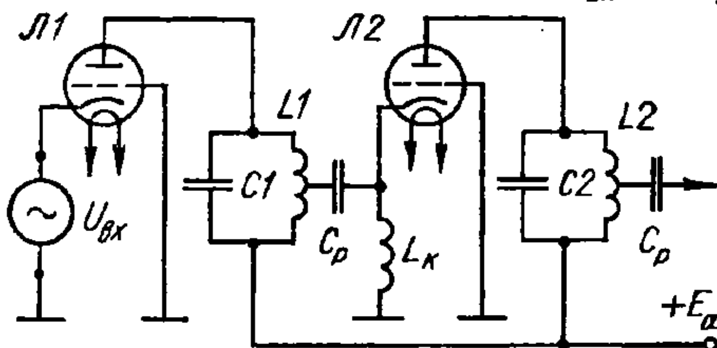


Рис. 192. Схема усилителя с общей сеткой.

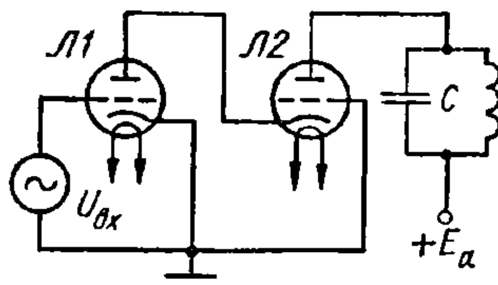


Рис. 193. Каскодная схема усилителя.

где S — крутизна характеристики лампы; $R_{вх}$ и $R_{вых}$ — входное сопротивление следующего каскада и выходное сопротивление данного каскада.

Хорошие результаты дает сочетание двух ламп с различным видом включения. Так, схема, состоящая из двух триодов, в которой первый включен по схеме с общим катодом, а второй — с общей сеткой, имеет общие параметры (коэффициент усиления, внутреннее сопротивление) не хуже, чем у пентода, но намного меньший уровень собственных шумов. Такая схема называется каскодной (рис. 193).

Лампы *Л1* и *Л2* соединены последовательно. Участок сетка — катод лампы *Л2* подключен к участку анод — катод *Л1*. Входное сопротивление второго каскада мало, поэтому коэффициент усиления по напряжению первого каскада невелик (входное сопротивление *Л2* шунтирует анодную нагрузку *Л1*, что повышает устойчивость работы первого каскада).

Обычно в первом каскаде применяется нейтрализация емкости $C_{а.с}$, но так как коэффициент усиления небольшой, то особо жестких требований к схеме нейтрализации не предъявляют. Последовательное соединение ламп можно рассматривать, как одну лампу, анодом которой является анод *Л2*, а катодом — катод *Л1*. Именно к этим точкам подключен нагрузочный контур LC. Изменение анодного напряжения на эквивалентной лампе вызывает незначительное изменение анодного тока, так как через лампы *Л1* и *Л2* протекает одинаковый ток. Слабая зависимость анодного тока от изменений анодного напряжения свидетельствует о большом внутреннем сопротивлении и высоком коэффициенте усиления.

Коэффициент усиления эквивалентной лампы каскодной схемы

$$\mu_{экв} = \mu_1 (1 + \mu_2) \approx \mu_1 \mu_2,$$

где μ_1 и μ_2 — соответственно коэффициенты усиления первой и второй лампы.

Внутреннее сопротивление эквивалентной лампы

$$R_{i\text{экв}} = R_{i1}(1 + \mu_2) + R_{i2}.$$

Крутизна характеристики эквивалентной лампы

$$S_{\text{экв}} \approx \frac{\mu_1}{R_{i1}} \approx S_1.$$

Каскодная схема резонансного усилителя, состоящая из транзисторов с общим эмиттером и общей базой, показана на рис. 194. В части схемы с общим эмиттером применена нейтрализация (резистор $R_{\text{н}}$), а в транзисторе с общей базой в ней нет необходимости.

Делитель напряжения $R4$, $R5$ и конденсатор $C2$ — элементы автоматического смещения для транзистора $T2$; $R1C1$ — элементы термостабилизации.

Усилители дециметрового диапазона обычно выполняются по схеме с общей сеткой на лампах с дисковыми электродами. На рис. 195 показана конструкция усилителя на маячковой лампе с колебательными системами

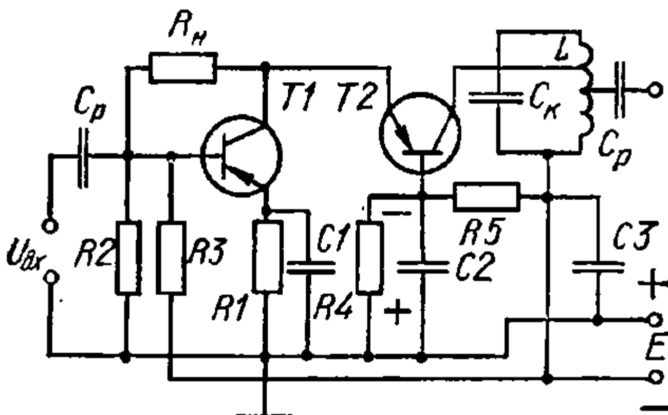


Рис. 194. Каскодная схема транзисторного резонансного усилителя.

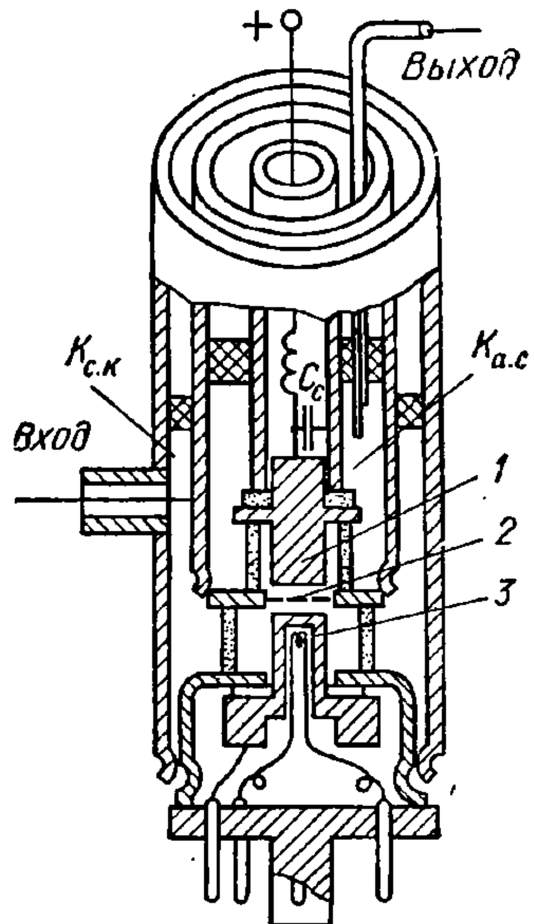


Рис. 195. Конструкция усилителя на маячковой лампе: 1 — анод; 2 — сетка; 3 — катод.

в виде короткозамкнутых отрезков коаксиальных линий. Высокочастотная энергия вводится в катодно-сеточный контур $К_{\text{с.к}}$ при помощи коаксиального фидера. Усиленный сигнал выводится из сеточно-анодного контура $К_{\text{а.к}}$ при помощи витка связи. Катод маячковой лампы соединен с внешним цилиндром через слюдяную шайбу. Емкость, которая образуется между катодом и цилиндром $C_{\text{с}}$, выполняет роль конденсатора автоматического смещения.

Усилители на маячковых и металлокерамических лампах устойчиво работают на частотах до 3000 МГц.

На сантиметровых и миллиметровых волнах используются усилители на ЛБВ, а также применяются параметрические, молекулярные и другие малошумящие усилители.

7. Детектирование

Детектированием называется процесс выделения из промодулированного высокочастотного колебания модулирующего сигнала. В зависимости от способа модуляции различают амплитудное и частотное детектирование.

Амплитудное детектирование. При детектировании амплитудно-модулированного сигнала высокочастотное колебание $U_{вх}$ преобразуется в напряжения и токи, соответствующие огибающей кривой промодулированного сигнала $U_{gвых}$ (рис. 196).

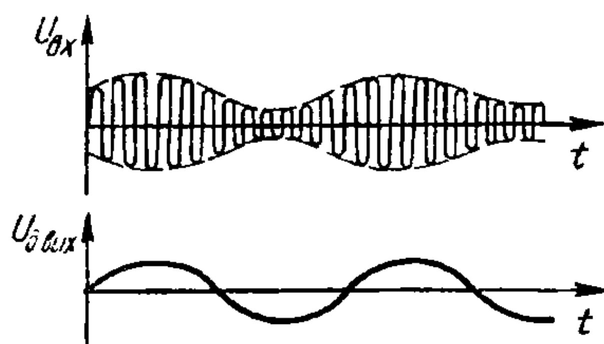


Рис. 196 Амплитудное детектирование.

Нелинейный элемент, в котором происходит процесс детектирования, называется *детектором*. В современных радиоприемниках в качестве детектора используются ламповые и полупроводниковые диоды и реже — усилительные лампы и транзисторы.

На рис. 197, *а* приведена схема простейшего последовательного диодного детектора, в котором детектором служит диод *Д*, $R_н$ — сопротивление нагрузки, $C_{бл}$ — блокировочный конденсатор. Если на вход схемы поступает колебание несущей частоты с постоянной амплитудой, то в цепи детектора протекает импульсный ток. Постоянная составляющая тока проходит через нагрузочное сопротивление $R_н$, а переменные составляющие — через блокировочный конденсатор $C_{бл}$. Посто-

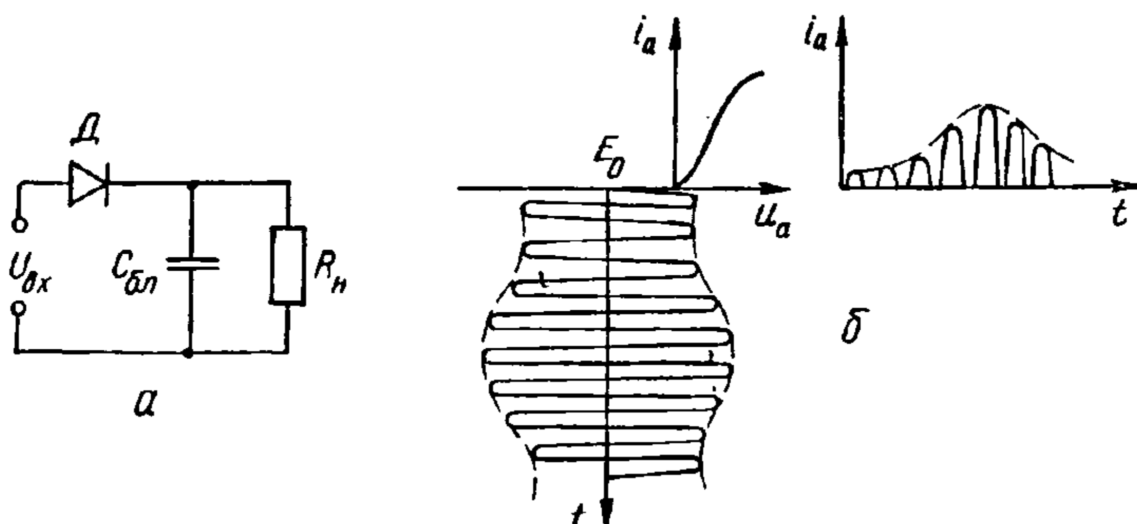


Рис. 197. Схема диодного детектора (*а*) и графики, поясняющие работу детектора (*б*).

янная составляющая тока создает на сопротивлении $R_н$ постоянное падение напряжения с полярностью «+» к катоду диода и «—» к аноду. Полученное напряжение E_0 является напряжением смещения, в результате чего угол отсечки тока оказывается очень малым (рис. 197, *б*). При неизменной амплитуде высокочастотного напряжения величины угла отсечки θ и максимального значения тока $i_{макс}$ остаются постоянными, что свидетельствует также о постоянстве всех составляющих тока в цепи детектора. При поступлении на вход детектора амлитудно-модулированного сигнала, изменение амплитуды высокочастотного напряжения

вызывает пропорциональное изменение высоты импульсов тока $i_{макс}$ и, следовательно, изменение величины постоянной составляющей по закону модулирующего сигнала. На сопротивлении нагрузки $R_н$ при этом появляется напряжение, соответствующее огибающей амплитуд входного высокочастотного сигнала.

Из приведенного описания процесса детектирования следует, что назначение нелинейного элемента — диода — заключается в таком преобразовании входного сигнала, чтобы в нем появилась постоянная составляющая, изменяющаяся по закону огибающей амплитуд (график амплитудно-модулированного высокочастотного колебания симметричен относительно оси абсцисс, поэтому данная функция не содержит постоянной составляющей).

Качество работы детектора оценивается несколькими показателями. **Коэффициент передачи** детектора — отношение выходного напряжения к наибольшему приращению амплитуды входного сигнала, вызванному модуляцией:

$$K_п = \frac{U_{вых}}{mU_н}.$$

Частотные искажения детектора определяют по его частотной характеристике, т. е. зависимостью коэффициента передачи $K_п$ от частоты модулирующего сигнала $f_м$ при постоянном коэффициенте модуляции m. На степень частотных искажений влияет величина емкости блокировочного конденсатора $C_{бл}$. Частотные искажения можно свести к минимуму при выполнении условия

$$R_н \ll \frac{1}{2\pi f_{м\,макс} C_{бл}}.$$

Нелинейные искажения могут возникнуть по нескольким причинам: нелинейность динамической характеристики диода, особенно при небольших входных напряжениях, и влияние емкости $C_{бл}$. Для уменьшения влияния нелинейности характеристики необходимо на вход детектора подавать высокочастотный сигнал с такой амплитудой, чтобы детектор работал на линейном участке. Большая величина емкости блокировочного конденсатора также может быть причиной значительных нелинейных искажений. Степень нелинейных искажений возрастает при увеличении коэффициента модуляции. Влияние блокировочного конденсатора на степень искажений объясняется тем, что при большой величине емкости $C_{бл}$ разряд конденсатора через сопротивление $R_н$ происходит очень медленно и напряжение на его обкладках запаздывает относительно изменения амплитуды входного сигнала. Допустимые нелинейные искажения получаются при выполнении условия

$$\omega_{м\,макс} C_{бл} R_н \leqslant \sqrt{\frac{1-m^2}{m}}.$$

Очень малую емкость $C_{бл}$ выбирать нецелесообразно, так как она может стать соизмеримой с величиной междуэлектродной емкости диода $C_{а.к}$ и тогда на $C_{бл}$ выделится значительная часть входного высокочастотного напряжения. Подводимый высокочастотный сигнал практически полностью будет приложен к диоду при условии

$$C_{бл} \geqslant 10C_{а.к}.$$

В радиовещательных приемниках емкость $C_{бл}$ принимают порядка 100—200 пФ.

Одним из важных параметров детектора является величина его входного сопротивления, которое равно отношению амплитуды напряжения входного высокочастотного сигнала к амплитуде первой гармоники входного тока:

$$R_{вх} = \frac{U_н}{I_1}.$$

Входное сопротивление детектора на полупроводниковом диоде

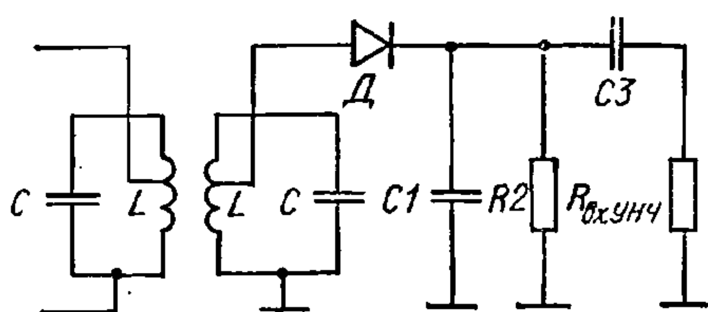


Рис. 198. Схема детектора на полупроводном диоде.

$$R_{вх} \approx \frac{R_{обр}}{3 + \frac{2R_{обр}}{R_н}},$$

где $R_{обр}$ — обратное сопротивление полупроводникового диода.

В качестве детектора применяется только точечный полупроводниковый диод, так как плоскостные диоды обладают значительной междуелектродной емкостью и не могут нормальио работать на высоких частотах.

Расчет полупроводникового диодного детектора. Дано: промежуточная (несущая) частота f_0; диапазон модулирующих частот $f_{ммин}$ — $f_{ммакс}$; максимальная глубина модуляции m (0,7 ÷ 0,9); входное сопротнвлеине и емкость УНЧ; допустимые коэффициенты частотных искажений $M_в$ и $M_н$.

Определить: величины всех элементов схемы и коэффициент передачи иа средней частоте.

Порядок расчета. Применяем схему детектора (рис. 198).

1. Выбирают тип диода из условий большого обратного сопротивлеиия и значнтельного превышения граничной частоты диода величины f_0. Определяют приближениое значение динамической крутизны характеристики диода $S_Д \approx \frac{S}{2,5 \div 3}$ и енутреннего сопротивления $R_{iД} = \frac{1}{S_Д}$.

2. Задаются минимальной амплитудой подводимого напряжения несущей частоты

$$U_{mн} = (0,2 \div 0,5)\ В.$$

3. Определяют величину R_2

$$R_2 = R_{вх.унч} \frac{1-m}{m}.$$

4. Сопротивление нагрузки детектора сигналам средней звуковой частоты

$$R_{н\sim} = \frac{R_2 R_{вх\,унч}}{R_2 + R_{вх.унч}}.$$

5. Эквивалентное сопротивление

$$R_0 = \frac{R_{i\text{д}} R_{\text{Н}\sim}}{R_{i\text{д}} + R_{\text{Н}\sim}}.$$

6. Определяют емкость $C_{\text{бл}}$ из условия минимальных нелинейных искажений

$$C'_{\text{бл}} = \frac{\sqrt{1-m^2}}{2\pi f_{\text{м.макс}} R_{\text{н}}} - C_{\text{вх.унч}}.$$

7. Определяют емкость $C_{\text{бл}}$ из условия допустимых частотных искажений на высших частотах модуляции

$$C''_{\text{бл}} = \frac{\sqrt{M_{\text{в}}^2 - 1}}{2\pi f_{\text{м.макс}} R_0} - C_{\text{вх.унч}}.$$

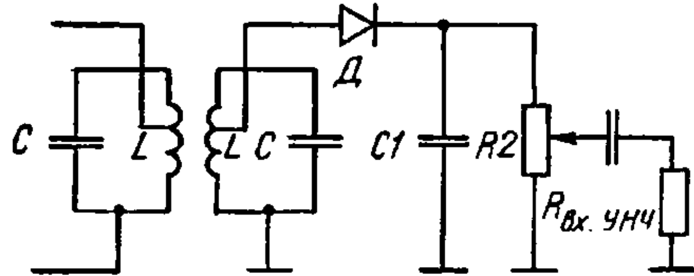


Рис. 199. Подключение детектора к нагрузке через делитель напряжения.

Из полученных значений $C'_{\text{бл}}$ и $C''_{\text{бл}}$ выбирают меньшее.

Проверяют условие наибольшей передачи напряжения детектором

$$C_{\text{бл}} \geqslant 10 C_{\text{а.к}}.$$

8. Коэффициент передачи детектора

$$K_{п} \approx \frac{R_{\text{и}\sim}}{R_{i\text{Д}} + R}.$$

9. Входное сопротивление детектора

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{обр}}}{3 + \frac{2R_{\text{обр}}}{R_{\text{н}\sim}}}.$$

10. Напряжение низкой частоты на выходе детектора

$$U_{\text{зв}} = K_{\text{п}} m U_{m\text{н}}.$$

11. Емкость разделительного конденсатора

$$C_{\text{р}} \geqslant \frac{1}{2\pi f_{\text{м.мин}} \sqrt{M_{\text{н}}^2 - 1}\,(R_{\text{з}} + R_{\text{вх.унч}})}.$$

С целью уменьшения нелинейных искажений часто транзисторный каскад УНЧ подключают к нагрузке детектора через делитель (рис. 199).

В этом случае максимальный коэффициент передачи детектора (движок в верхнем положении)

$$K'_{\text{п}} \approx K_{\text{п}} \frac{1}{1+a} \cdot \frac{R_{\text{вх.унч}}}{R_{\text{з}} + R_{\text{вх.унч}}},$$

где $a = \frac{R_1}{R_2}$.

На рис. 200 изображена схема детектора на транзисторе. Начальная рабочая точка в таком детекторе часто выбирается при нулевом смещении на базе. В этом случае транзистор в исходном состоянии практически заперт. Детектирование происходит как в цепи базы, так и в цепи коллектора.

Частотное детектирование. Процесс частотного детектирования фактически состоит из двух процессов: преобразования ЧМ в АМ и

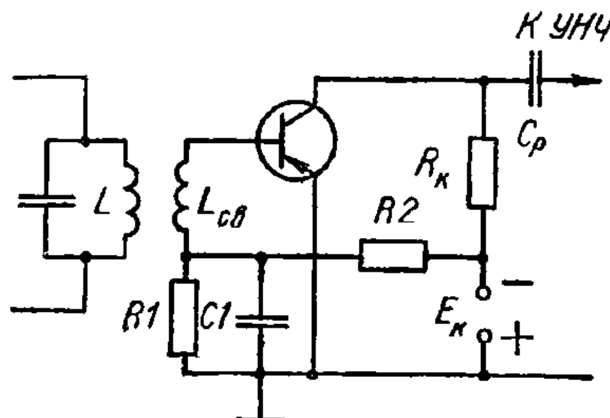


Рис. 200. Схема детектора на транзисторе.

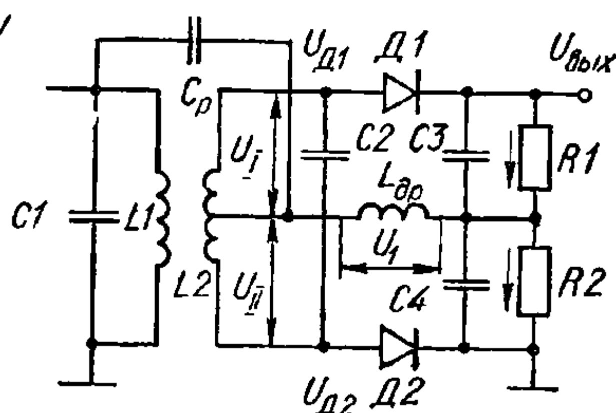


Рис. 201. Схема фазового дискриминатора.

детектирования амплитудно-модулированных колебаний. Устройство, в котором совмещены преобразователь ЧМ в АМ с амплитудным детектором, называется фазовым дискриминатором (рис. 201). К колебательному контуру *L1C1* подведены частотно-модулированные колебания. Связь между контурами *L1C1* и *L2C2* двойная: высокочастотное напряжение подается через разделительный конденсатор $C_р$ в среднюю точку контура *L2C2* и между катушками *L1* и *L2* существует индуктивная

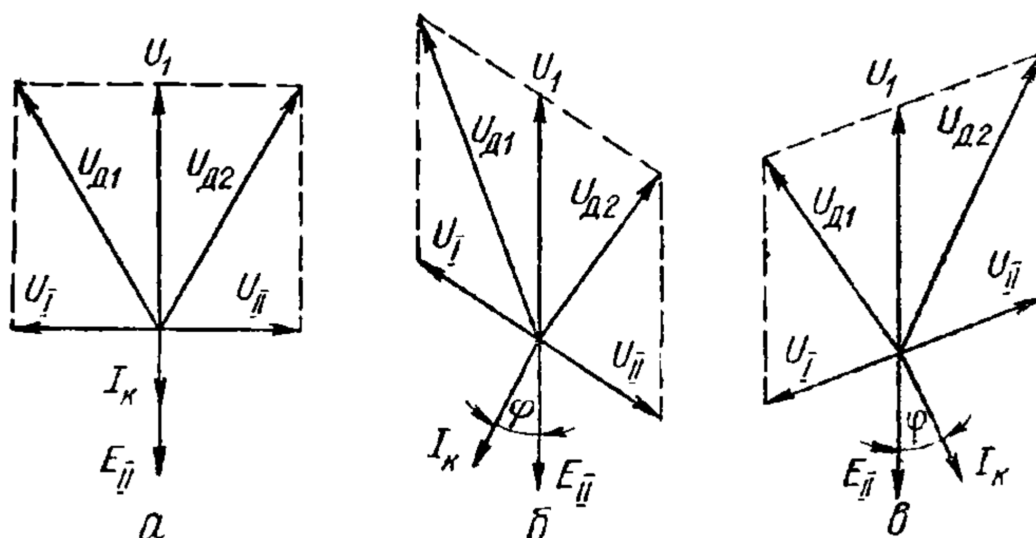


Рис. 202. Векторные диаграммы для фазового дискриминатора.

связь. Дроссель $L_{др}$ по переменному току подключен параллельно контуру *L1C1*.

Напряжение U_1, действующее на дросселе, приложено к диодам *Д1* и *Д2* в одинаковой фазе, а напряжения U_I и U_{II} всегда находятся в противофазе.

На рис. 202, *а* приведена векторная диаграмма дискриминатора для случая, когда расстройка Δf равна нулю. Э. д. с. взаимоиндукции E_{II}, наводимая на контурной катушке *L2*, находится в противофазе от-

носительно U_1. Так как контур *L2C2* настроен в резонанс, то контурный ток $I_к$ совпадает по фазе с E_{II}. Ток $I_к$, протекая через контурную катушку, создает на ее половинах падения напряжения U_I и U_{II}, сдвинутые по фазе относительно тока $I_к$ на 90°. Напряжения U_I и U_{II} между собой сдвинуты по фазе на 180°. Напряжение, подводимое к диоду *Д1*, определяется как сумма векторов U_I и U_1, а напряжение $U_{Д2}$ — как сумма векторов U_{II} и U_1. Из диаграммы видно, что напряжения, подводимые к диодам *Д1* и *Д2*, одинаковы, поэтому $U_{вых} = 0$.

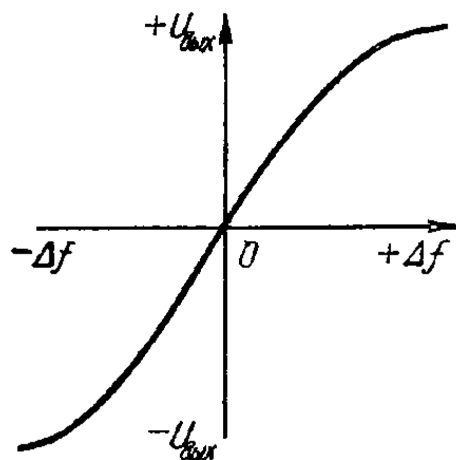


Рис. 203. Характеристика дискриминатора.

Векторная диаграмма для случая положительной расстройки контура (рис. 202, *б*) отличается от рассмотренной только тем, что ток $I_к$ сдвинут по фазе относительно E_{II} на угол φ (контур *L2C2* оказывает сопротивление индуктивного характера). Вектор $U_{Д1}$ больше, чем $U_{Д2}$, и, следовательно, полярность выходного напряжения — положительная. Векторная диаграмма (рис. 202, *в*) соответствует отрицательной расстройке контура *L2C2*. Типичная характеристика дискриминатора показана на рис. 203.

Иногда в схемах дискриминаторов вместо дросселя $L_{др}$ включают резистор.

Для реализации преимущества ЧМ в отношении снижения помех в приемнике необходим амлитудный ограничитель. Чтобы исключить отдельный ограничительный каскад, часто применяют так называемый дробный частотный детектор (детектор отношений) (рис. 204). Схема дробного детектора отличается от фазового дискриминатора обратным включением одного из диодов и наличием конденсатора большей емкости *С*. Помимо этого, нагрузка дробного детектора состоит из одного резистора *R*. Принцип действия дробного детектора незначительно отличается от работы дискриминатора. Векторные диаграммы, приведенные на рис. 202, полностью относятся к дробному детектору. Однако направления токов через диоды *Д1* и *Д2* теперь такие, что полярность напряжений на конденсаторах *С3* и *С4* не встречная, как в дискриминаторе, а согласованная.

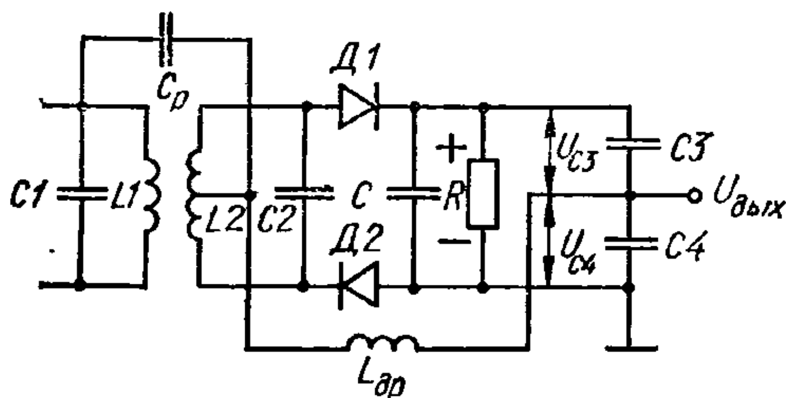


Рис. 204. Схема дробного частотного детектора.

Поэтому через *R* протекают постоянные составляющие токов диодов *Д1* и *Д2*, которые создают на нем постоянное напряжение с полярностью указанной на рисунке. Постоянная времени цепочки *RC* выбирается настолько большой, что напряжение на зажимах цепочки не изменяется даже при самой низкой звуковой частоте. Заряженный конденсатор

C можно уподобить батарее с напряжением U_0. Наличие данной «батареи» приводит к тому, что сумма напряжений на конденсаторах $C3$ и $C4$ всегда равна напряжению U_0, т. е.

$$U_0 = U_{C3} + U_{C4}.$$

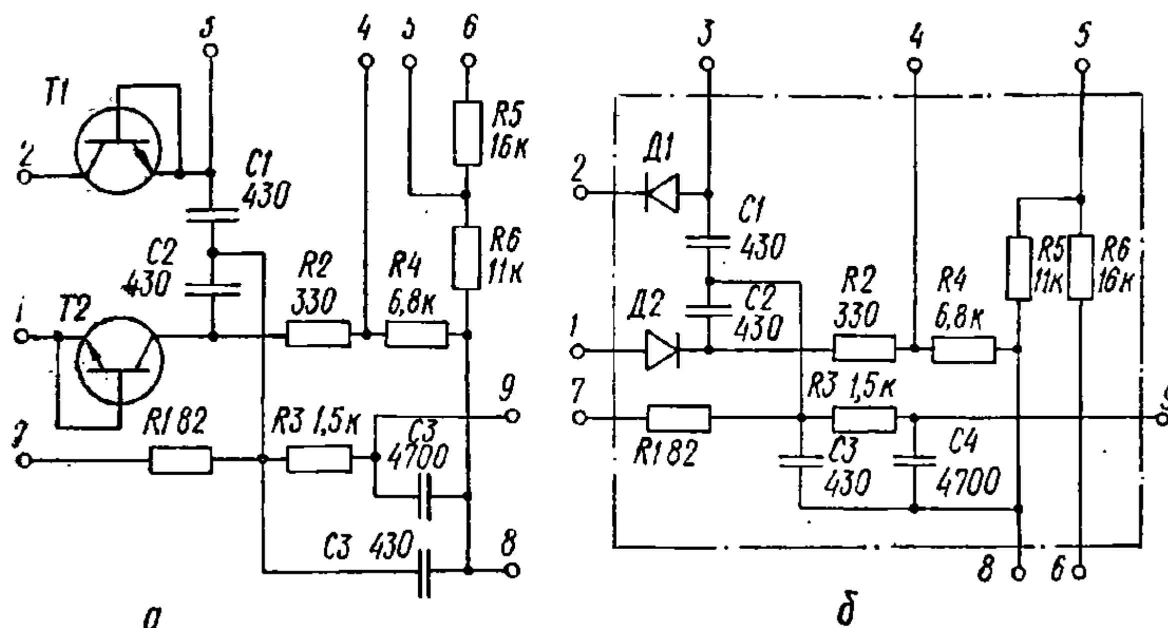


Рис. 205. Частотный детектор на интегральных микросхемах: *а* — К2ДС241; *б* — К2ДС224.

При детектировании пришедшего частотно-модулированного сигнала напряжения U_{C3} и U_{C4} будут изменяться по закону модулирующего сигнала, но их сумма остается неизменной. Амплитудные помехи, существующие во входном сигнале, на выходе не возникают, потому что суммарное напряжение не может превысить величины U_0.

Частотные детекторы на интегральных микросхемах имеются в серии 224. К ним относятся микросхемы К2ДС241 и К2ДС242 (рис. 205, *а*, *б*). В микросхеме К2ДС241 применены транзисторы *Т1* и *Т2* в диодном включении. Коэффициент передачи данных микросхем 0,15; диапазон рабочих частот 6—20 МГц.

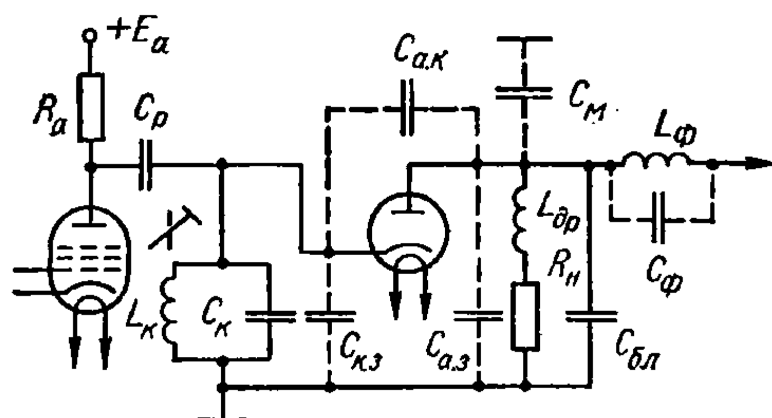


Рис. 206. Схема импульсного детектора.

Импульсные детекторы используются в приемниках, принимающих импульсно-модулированные высокочастотные колебания (телевизионных, радиолокационных и т. п.). Напряжение с выхода импульсного детектора обычно поступает на вход видеоусилителя. Детектор должен возможно меньше искажать форму импульсов, поэтому в схему импульсного детектора (рис. 206) вводят элементы частотной коррекции.

Сопротивление нагрузки определяется по формуле

$$R_н = \frac{2 \cdot 10^3}{\frac{4{,}4\,(C_1 + C_и)}{t_у} - g_{конт1}} \text{ кОм},$$

где C_1 — полная емкость предыдущего каскада, пФ; $g_{конт}$ — проводимость контура предыдущего каскада, мкСм; $C_н$ — общая емкость нагрузки детектора, пФ,

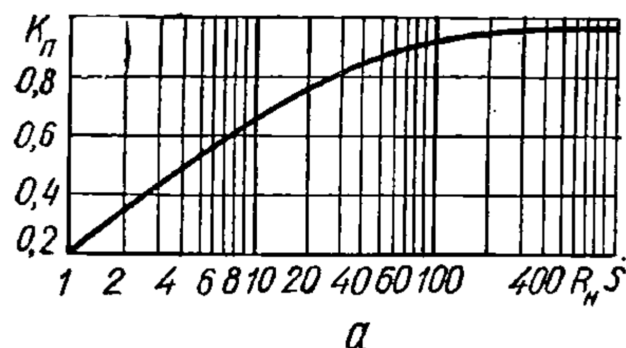
$$C_н = C_{а.к} + C_м + C_{вх} + C_{бл};$$

$C_{а.к}$ — междуэлектродная емкость диода; $C_м$ — емкость монтажа; $C_{вх}$ — входная емкость последующего каскада; $t_у$ — время установления фронта импульса, мкс.

Емкость блокировочного конденсатора выбирают из условия

$$C_{бл} \geqslant 10C_{а.к}.$$

Коэффициент передачи и входное сопротивление импульсного детектора определяют по кривым. Кривая на рис. 207, *а* показывает зависимость $K_п = f(R_н S)$. По кривой (рис. 207, *б*) при известной величине $K_п$ находят отношение $\frac{R_{вх}}{R_i}$.



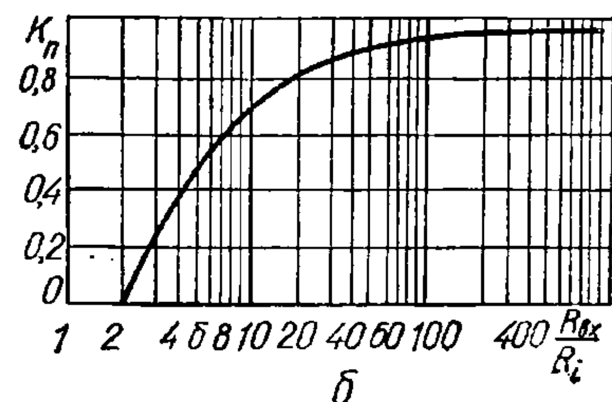


Рис. 207. Графики для расчета импульсного детектора.

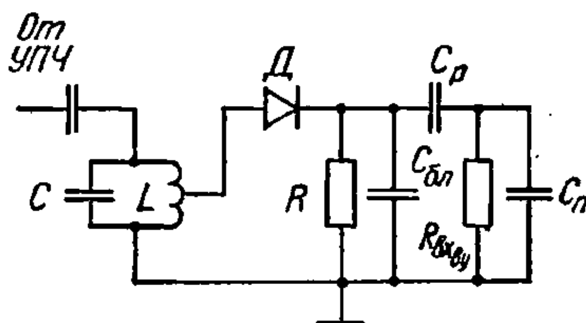


Рис. 208. Схема импульсного детектора на полупроводниковом диоде.

Индуктивность корректирующего дросселя

$$L_{др} = 0{,}36 R_н C_{бл}.$$

Индуктивность дросселя фильтра

$$L_ф = \frac{2{,}53 \cdot 10^4}{f_ф^2 C_ф} \text{ мкГ},$$

где $f_ф = 0{,}7 f_{пр}$ ($f_{пр}$ — несущая частота на входе детектора, а в супергетеродинном приемнике — промежуточная частота), МГц; $C_ф$ — собственная емкость дросселя ($C_ф \approx 2 \div 4_{пФ}$).

В импульсном детекторе на полупроводниковом диоде широкую полосу пропускания можно получить без применения элементов частотной коррекции (рис. 208). Малое внутреннее сопротивление полупроводникового диода значительно шунтирует реактивные элементы схемы, что приводит к увеличению полосы пропускания.

Расчет импульсного детектора на полупроводниковом диоде. Дано: несущая частота f_0; длительность радиоимпульса τ; время установления импульса (время фронта) $t_ф$; время спада (среза) импульса $t_с$; допустимая величина снижения

вершины импульса ΔU (%); входное сопротивление $R_{вх_{ву}}$ и входная емкость $C_{вх_{ву}}$ видеоусилителя; эквивалентное сопротивление колебательного контура предыдущего каскада $R_э$; эквивалентное затухание контура $d_э$.

Определить величины всех элементов схемы и коэффициент передачи.

Порядок расчета. 1. Выбирают тип диода из условий минимальных значений $C_{а.к}$ и R_i.

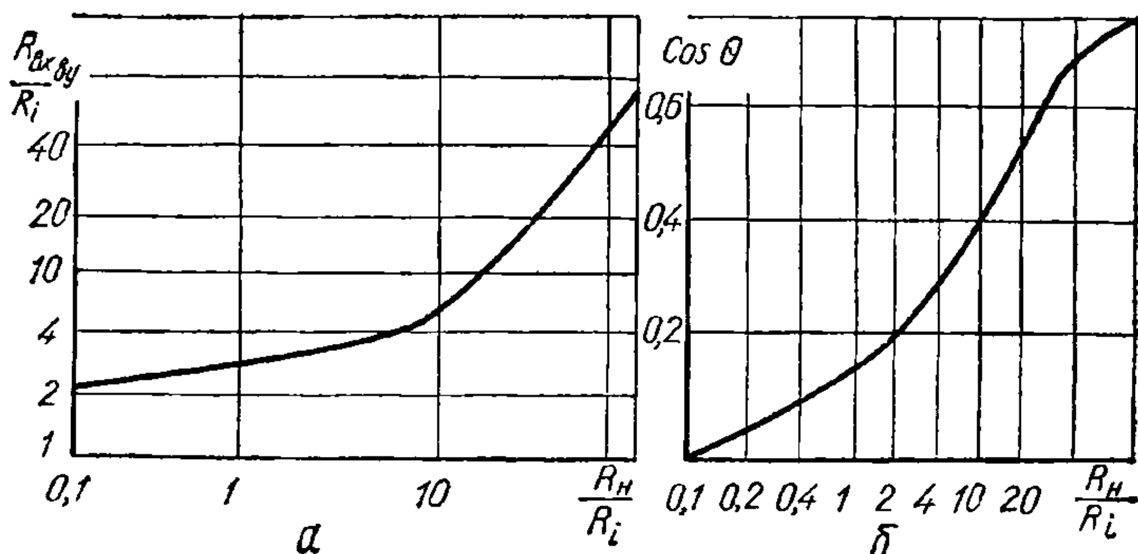


Рис. 209. Графики для расчета импульсного детектора на полупроводниковом диоде.

2. Рассчитывают величину емкости $C_{бл}$. Она должна удовлетворять следующим условиям:

$$C_{бл} > (5 \div 10)\, C_{а.к}; \quad C_{бл} > \frac{0{,}03 \div 0{,}06}{f_0 R_i}; \quad C_{бл} > (C_{конт} + C_{ах_{ву}}).$$

3. Определяют эквивалентное сопротивление нагрузки

$$R_н = \frac{t_с}{2{,}3 C_{бл}},$$

где $R_н = \dfrac{R R_{ах_{ау}}}{R + R_{вх_{ву}}}$.

4. Вычисляют отношение $\dfrac{R_н}{R_i}$.

По графикам (рис. 209, *а*, *б*) определяют $R_{вх_{ву}}$ и $\cos\theta$.

При $\dfrac{R_н}{R_i} \geqslant 100$

$$R_{вх_{ву}} = \frac{R_н}{2}.$$

5. Величина сопротивления R

$$R = \frac{R_н R_{ах_{ву}}}{R_{вх_{ву}} - R_н}.$$

6. Сопротивление контура предыдущего каскада

$$Z_к = \frac{R_э}{1 - \frac{m_{вк}^2 R_э}{R_{вх_{ву}}}}.$$

Коэффициент включения детектора в контур вначале принимаем $m_{вк} = 1$.

7. Затухание контура, не нагруженного детектором,

$$d_к = \frac{1}{2\pi f_0 C_к Z_к}.$$

8. Время установления (фронта)

$$t_ф \approx 5C_{бл}\left[2R_i + m_{вк}^2 R_к\left(1 - \frac{2R_i}{R_{вх_{ву}}}\right)\right]\cos\theta.$$

9. Коэффициент передачи детектора

$$K_п = m_{вк}\cos\theta.$$

10. Емкость разделительного конденсатора

$$C_р = \frac{100\tau}{\frac{R_i R}{R_i + R} + R_{вх_{ву}}(100 - \Delta U)}.$$

В случае, если значения $Z_к$, $d_к$, $t_ф$, $K_п$ не будут удовлетворять заданным, то необходимо повторить расчет, изменив соответственно коэффициент включения детектора $m_{вк}$.

8. Преобразование частоты

Преобразователь частоты является одним из основных узлов радиоприемного устройства супертеродинного типа.

Преобразователь частоты состоит из нелинейного элемента (или линейного с переменными параметрами), генератора высокочастотных немодулированных колебаний — гетеродина — и фильтра, выделяющего сигнал промежуточной частоты (рис. 210). Нелинейный элемент преобразователя называется смесителем.

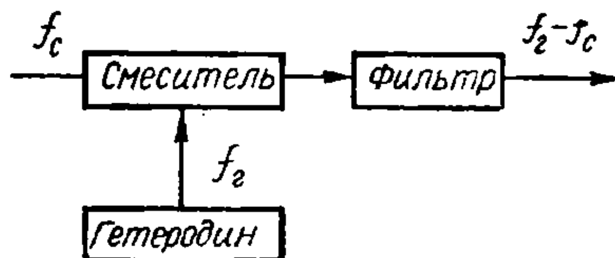


Рис. 210. Структурная схема преобразователя частоты.

Если вольт-амперная характеристика нелинейного элемента — смесителя — квадратичная, то ток элемента

$$i = aU_{вх}^2,$$

где a — коэффициент пропорциональности, мА/В².

При подаче на вход смесителя сигналов радиостанции с частотой ω_c

$$u_c = U_{mc}\cos\omega_c t$$

и напряжения от местного гетеродина с частотой

$$u_{г} = U_{mг} \cos \omega_{г} t.$$

Результирующее напряжение на входе смесителя

$$U_{вх} = u_{г} + u_{c} = U_{mг} \cos \omega_{г} t + U_{mc} \cos \omega_{c} t,$$

а ток, протекающий через смеситель,

$$i = aU_{mг}^{2} \cos^{2} \omega_{г} t + aU_{mг}U_{mc} \cos (\omega_{г} + \omega_{c}) t +$$
$$+ aU_{mг}U_{mc} \cos (\omega_{г} - \omega_{c}) t + aU_{mc}^{2} \cos^{2} \omega_{c} t.$$

Это выражение показывает, что ток в цепи смесителя является сложным и содержит составляющие с суммарной $(\omega_{г} + \omega_{c})$ и разностной $(\omega_{г} - \omega_{c})$ частотами. Любая из этих составляющих может быть использована в качестве промежуточной частоты.

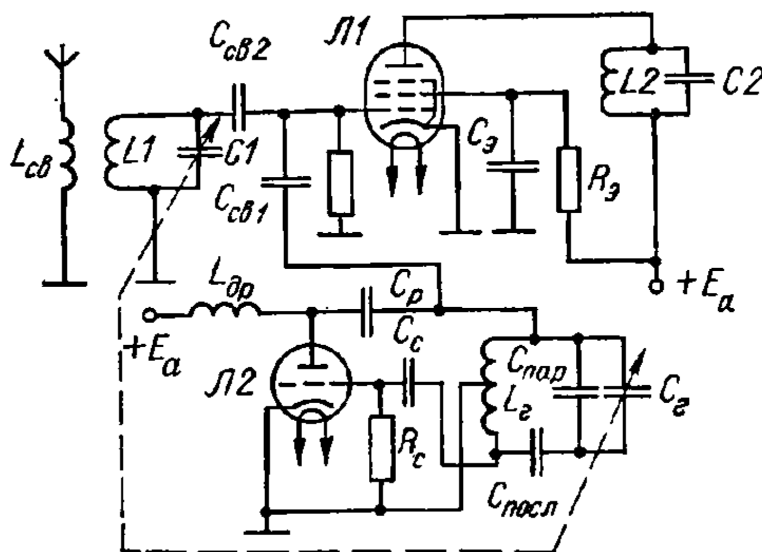


Рис. 211. Схема односеточного преобразователя частоты.

В радиоприемных устройствах более целесообразно понижение частоты входного сигнала, поэтому обычно используется составляющая с разностной частотой. Для выделения требуемой составляющей фильтр на выходе смесителя (колебательный контур или систему связанных контуров) настраивают на частоту $f_{г} - f_{c}$.

Амплитуда составляющей промежуточной частоты равна $aU_{mг}U_{mc}$. Так как амплитуда напряжения гетеродина $U_{mч}$ неизменна, то закон изменения амплитуды составляющей промежуточной частоты определяется законом изменения амплитуды входного сигнала U_{mc}. Это означает, что в случае амплитудной модуляции входного сигнала напряжение промежуточной частоты оказывается промодулированным по такому же закону. При ЧМ после преобразования частоты также сохраняется закон модуляции, так как частота гетеродина $f_{г}$ остается неизменной, и закон изменения частоты $f_{пр}$ определяется изменением частоты сигнала f_{c}.

Для того чтобы поддерживать промежуточную частоту $f_{пр}$ постоянной, необходимо изменять частоту гетеродина $f_{г}$ пропорционально изменению частоты сигнала. Это возможно только в том случае, если настройка контура гетеродина жестко связана с настройкой контуров радиочастотного тракта приемника.

В качестве смесителя можно использовать любой нелинейный элемент, у которого какой-либо участок вольт-амперной характеристики изменяется по закону, близкому к квадратичному (электронные лампы, транзисторы, полупроводниковые диоды).

На рис. 211 приведена схема односеточного преобразователя частоты, в котором роль смесителя выполняет пентод. Для преобразования

частоты необходимо исходное положение рабочей точки выбирать в области нижнего изгиба ламповой характеристики, где зависимость анодного тока от сеточного напряжения близка к квадратичной. Гетеродин выполнен по трехточечной схеме автогенератора с автотрансформаторной связью. На управляющую сетку лампы $Л1$ поступает сигнал от гетеродина через конденсатор связи $C_{св1}$ и напряжение принятого сигнала через высокочастотный трансформатор. В анодную цепь лампы $Л1$ включен контур $L2C2$, настроенный на промежуточную частоту. Конденсаторы в контуре гетеродина $L_гC_г$ и в контуре $L1C1$ имеют общую ручку настройки. Поэтому при изменении настройки контура $L1C1$ одновременно изменяется частота гетеродина. Конденсаторы $C_{посл}$ и $C_{пар}$ служат для сопряжения настройки контуров гетеродина и $L1C1$, т. е. для обеспечения одинаковой разности частот $f_г$ и f_c в различных точках диапазона.

Сопряжение настройки контуров обычно производят в трех точках диапазона.

Сопрягающие конденсаторы $C_{посл}$, $C_{пар}$ и индуктивность контура гетеродина $L_г$ рассчитывают в следующем порядке.

1. Находят частоты точного сопряжения:

$$f_1 = \frac{1}{2}(f_{макс} + f_{мин});$$

$$f_2 = f_1 - \frac{\sqrt{3}}{4}(f_{макс} - f_{мин});$$

$$f_3 = f_1 + \frac{\sqrt{3}}{4}(f_{макс} - f_{мин}),$$

где $f_{макс}$ и $f_{мин}$ — граничные частоты диапазона, МГц.

2. Определяют вспомогательные величины:

$$a = f_1 + f_2 + f_3;$$

$$b^2 = f_1f_2 + f_2f_3 + f_1f_3;$$

$$c^3 = f_1f_2f_3; \quad d = a + 2f_{пр}; \quad l^2 = \frac{b^2d - c^3}{2f_{пр}};$$

$$m^2 = ad + f_{пр}^2 - b^2 + l^2; \quad n^2 = \frac{1}{m^2}(f_{пр}^2l^2 - c^3d);$$

$$C_0f_0^2 = \frac{25330}{L_1}.$$

где L_1 — индуктивность контура радиочастотного тракта (входной цепи и УВЧ).

3. Определяются величины:

$$C_{посл} = C_0f_0^2\left(\frac{1}{n^2} - \frac{1}{l^2}\right); \quad C_{пар} = \frac{C_0f_0^2}{l^2};$$

$$L_2 = L\frac{l^2}{m^2}\cdot\frac{C_{посл} - C_{пар}}{C_{посл}}.$$

После расчета контура определяют неточность сопряжения на разных частотах поддиапазона

$$\Delta f = f - m\sqrt{\frac{f^2 + n^2}{f^2 + l^2}}.$$

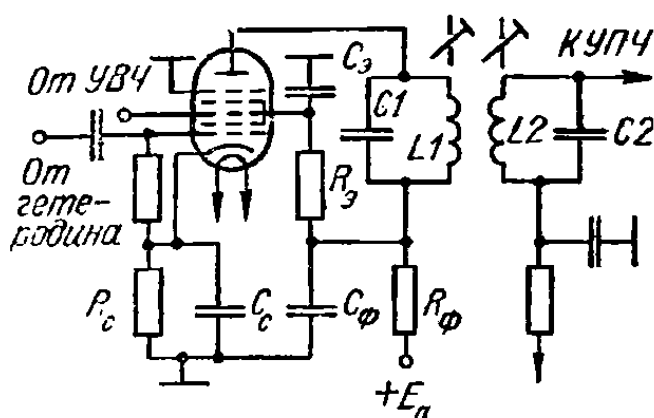


Рис. 212. Схема гептодного смесителя.

Значение Δf не должно превышать $^1/_4 \div {}^1/_2$ полосы пропускания приемника до преобразователя.

Одной из причин нарушения стабильности частоты гетеродина является влияние на параметры гетеродина цепей, настроенных на частоту сигнала. С целью разделения указанных цепей в преобразователях частоты радиовещательных приемников применяются специальные смесительные пятисеточные лампы — гептоды. В гептодном преобразователе (рис. 212) дополнительная экранирующая сетка сводит к минимуму связь между гетеродинной и сигнальной цепями.

В гептодном смесителе можно получить преобразование частоты даже при работе на линейном участке характеристики зависимости анодного тока от напряжения на сигнальной сетке. Роль напряжения гетеродина, приложенного к первой сетке, фактически сводится к изменению одного из параметров лампы (крутизны характеристики), и,

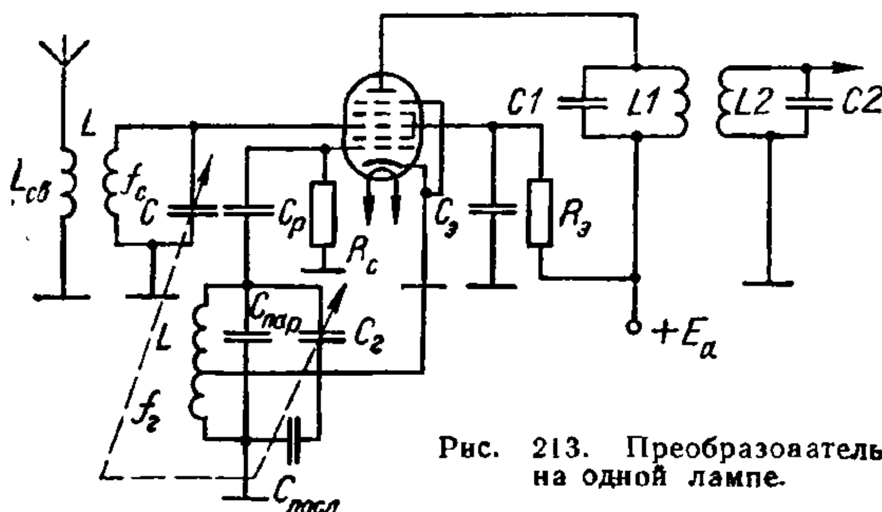


Рис. 213. Преобразователь на одной лампе.

следовательно, гептод можно рассматривать как линейный элемент с переменным параметром.

Отношение приращения тока промежуточной частоты к приращению напряжения на сигнальной сетке называется крутизной преобразования, которую принимают равной

$$S_{пр} = \left(\frac{1}{2} \div \frac{1}{4}\right) S,$$

где S — крутизна прямолинейного участка характеристики.

С целью экономии электронных ламп часто в одной лампе — гептоде — совмещают функции смесителя и гетеродина (рис. 213). Катод, первая и вторая сетки выполняют роль триода гетеродина, а катод,

третья сетка, анод является смесителем. На первых трех электродах лампы собрана трехточечная схема автогенератора с общим анодом.

При работе гетеродина напряжение на первой сетке изменяется с частотой $f_г$. Одновременно с этим на третью сетку поступает сигнал с частотой $f_с$. В результате действия указанных сигналов на общий электронный поток лампы анодный ток изменяется по сложному закону и со-

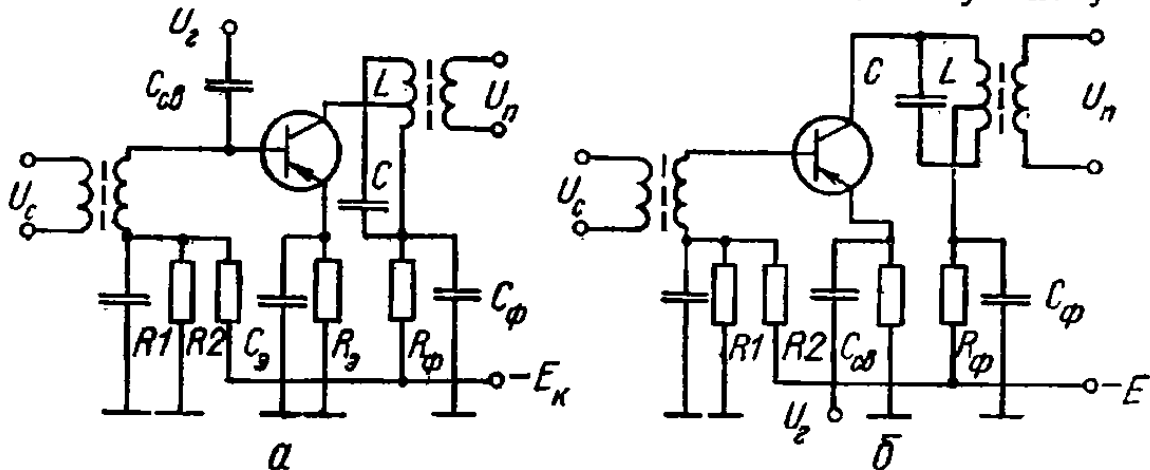


Рис. 214. Схемы смесителей на транзисторах.

держит составляющую промежуточной частоты $f_{пр} = f_г - f_с$, которая выделяется полосовым фильтром *L1C1*, *L2C2*.

На рис. 214, *а*, *б* приведены схемы смесителей на транзисторах. В схеме на рис. 214, *а* напряжение сигнала $U_с$ подается на базу через входной трансформатор, а напряжение гетеродина $U_г$ — через конденсатор связи $C_{св}$. Сигнал промежуточной частоты выделяется в колебательном контуре *L*, *C*. Напряжение смещения снимается с резистора *R2* делителя *R1*, *R2*. Резистор $R_э$ и конденсатор $O_э$ — элементы термостабилизации. В коллекторной цепи включен развязывающий фильтр $R_ф C_ф$.

Схема на рис. 214, *б* отличается от рассмотренной только тем, что напряжение гетеродина вводится в цепь эмиттера транзистора.

Гетеродин транзисторного преобразователя частоты может быть собран по любой схеме автогенератора.

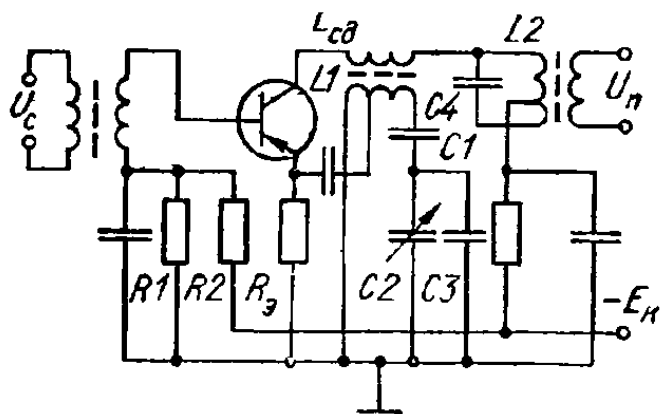
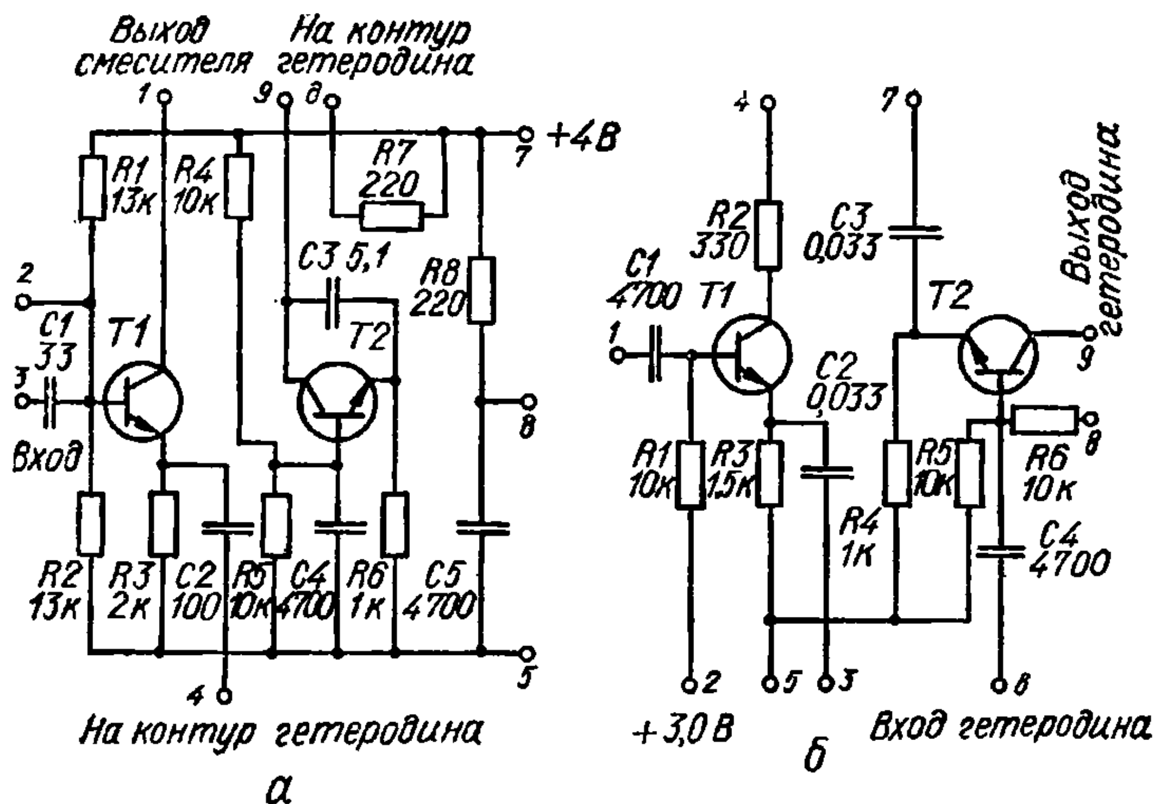


Рис. 215. Преобразователь частоты, в котором транзистор выполняет функции смесителя и гетеродина.

С целью упрощения схемы супергетеродинного транзисторного приемника и повышения его экономичности часто используются преобразователи частоты с совмещенным гетеродином. В этом случае один транзистор выполняет функции смесителя и активного элемента гетеродина. Пример такой схемы показан на рис. 215. Колебательный контур гетеродина *L1C1C2C3* включен в цепь эмиттера, а катушка обратной связи $L_{св}$— в цепь коллектора. Напряжение сигнала $U_с$ подводится к базе транзистора через входной трансформатор. Сигнал промежуточной частоты выделяется в контуре *L2C4*, который включен непосредственно в цепь коллектора, так как катушка $L_{св}$ оказывает току промежуточной частоты незначительное сопротивление.



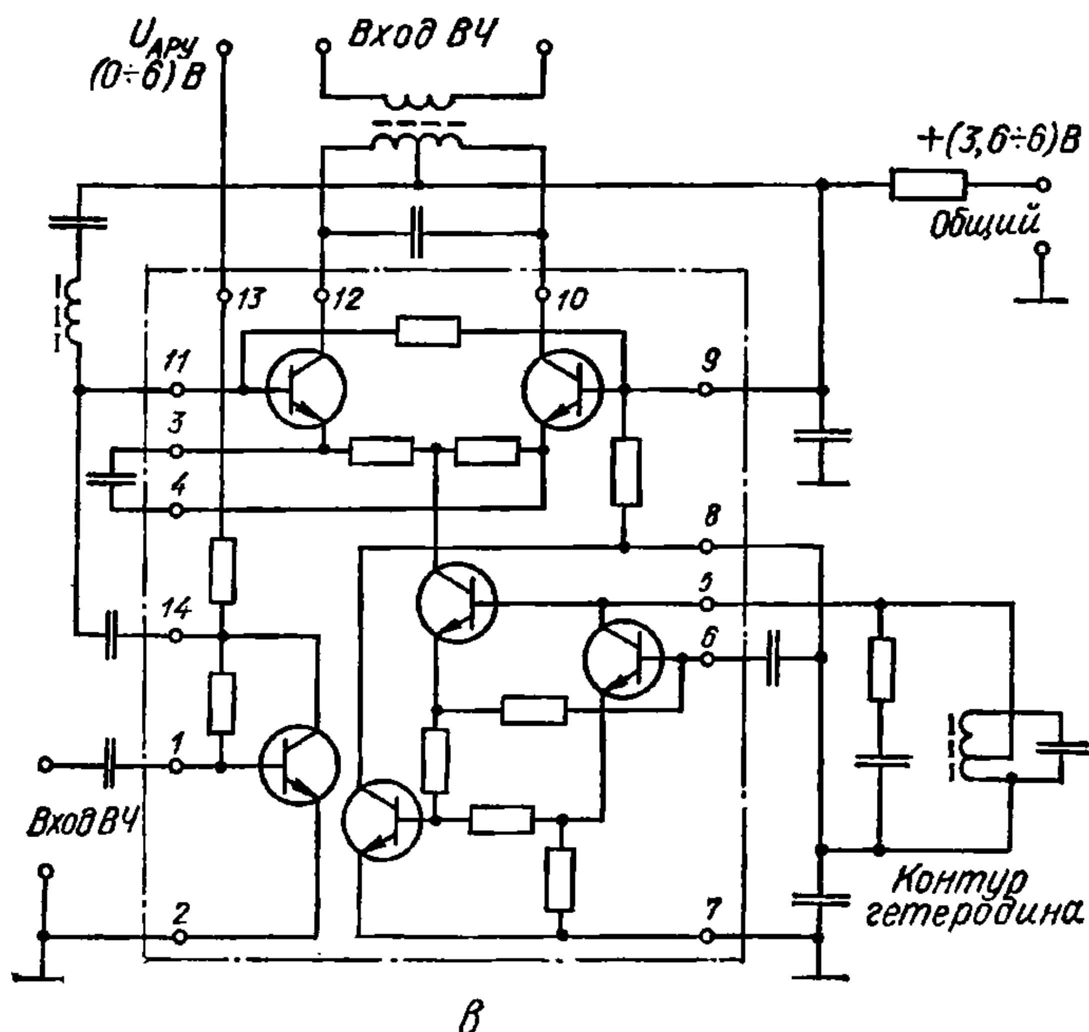


Рис. 216. Преобразователи частоты на интегральных микросхемах: *а* — К2ЖА241; *б* — К2ЖА242; *в* — К2ЖА371.

Более высокую стабильность работы приемника дает схема преобразователя с отдельным гетеродином. Кроме того, преобразователи с отдельным гетеродином значительно проще в наладке.

На частотах выше 500 МГц применяются диодные и кристаллические смесители, так как на этих частотах они имеют большее входное сопротивление и меньший уровень шумов по сравнению с триодными смесителями. В сантиметровом диапазоне в качестве гетеродинов широко применяются отражательные клистроны.

Преобразователи частоты на интегральных микросхемах имеются в серии К224. На рис. 216 приведены микросхемы К2ЖА241, К2ЖА242 и К2ЖА371, а на рис. 217 показана схема смесителя на микросхеме К2УС242.

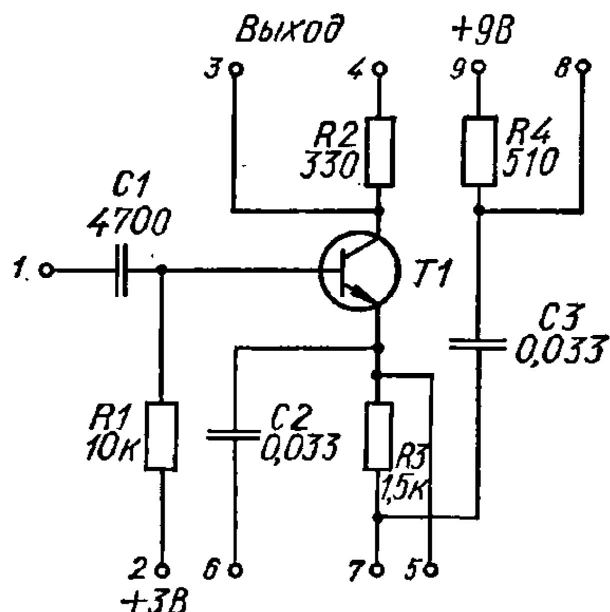


Рис. 217. Смеситель на микросхем К2УС242.

Микросхема К2УС242 может применяться в качестве смесителя, а также усилителя промежуточной частоты. Входное сопротивление данной микросхемы 0,15 кОм, диапазон рабочих частот 0,15—30 МГц, напряжения питания +3,6; —9,0; + 3,0 В.

Микросхемы К2ЖА241 и К2ЖА242 содержат смеситель и гетеродин. Микросхема К2ЖА241 предназначена для работы в трактах УКВ ЧМ приемников, а К2ЖА242 — в трактах АМ сигналов радиовещательных приемников. Входное сопротивление микросхемы К2ЖА242 0,15 кОм, диапазон рабочих частот 6,5—120 МГц, напряжение питания +4,0 В. Микросхема К2ЖА242 имеет входное сопротивление 0,05 кОм, диапазон рабочих частот 0,15—30 МГц. Напряжения питания +3,6; —9,0 В. Микросхема КЖА371 содержит усилитель высокой частоты с регулируемым коэффициентом усиления и преобразователь частоты в тракте АМ радиовещательных приемников. Общий коэффициент усиления тракта, представленного данной микросхемой, 100—250. Рабочая частота 465 кГц; напряжения питания +3,6; —6,0 В.

9. Полосовые усилители высокочастотных колебаний (усилители промежуточной частоты УПЧ)

Полосовые усилители предназначены для усиления высокочастотных сигналов в заданной полосе частот и применяются в основном в супергетеродинных приемниках.

Ламповые полосовые усилители выполняют по двухконтурной схеме либо по одноконтурной с взаимно-расстроенными каскадами. В схеме двухконтурного полосового усилителя (рис. 218) цепочка $R_кC_к$ служит для создания исходного отрицательного смещения на сетке лампы. В схеме применены развязывающие фильтры $R_{ф1}C_{ф1}$ и $R_{ф2}C_{ф2}$, а также фильтр в цепи экранирующей сетки $R_эC_э$. Для подстройки колебательной системы в катушки помещают подвижные сердечники либо параллельно контурным конденсаторам подключаются подстроечные конденсаторы полупеременной емкости.

Связь между контурами может быть любого вида. На практике обычно применяется трансформаторная связь, основное преимущество которой заключается в удобстве плавного изменения величины связи.

Идеальная резонансная характеристика полосового усилителя имеет вид прямоугольника. Практически вид резонансной характеристики полосового усилителя определяется резонансной кривой связанных контуров и сильно зависит от степени связи между ними. При сильной связи резонансная характеристика получается двугорбой, что нежелательно ввиду ослабления средних частот полосы пропускания. Наилучшая форма резонансной характеристики соответствует критической связи. В некоторых случаях связь между контурами делают переменной, что позволяет изменить полосу пропускания усилителя.

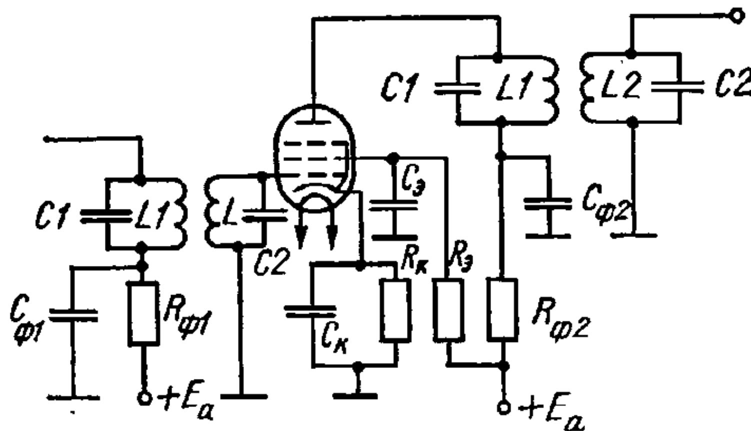


Рис. 218. Схема двухконтурного полосового усилителя.

Коэффициент усиления каскада

$$K_U = \frac{\beta}{1+\beta^2} SR_{экв},$$

где β — фактор связи. При $\beta = 1$ (критическая связь) величина $K_U = 0{,}5SR_{экв}$, т. е. коэффициент усиления полосового усилителя вдвое меньше, чем у аналогичного резонансного усилителя.

Коэффициент усиления можно повысить увеличением резонансного сопротивления каждого контура. С этой точки зрения желательно уменьшать емкость контура, но она должна оставаться большей, чем собственная емкость схемы. Уравнение резонансной характеристики двухконтурного полосового усилителя:

при критической связи ($\beta = 1$)

$$y = \left(\frac{2}{\sqrt{x^4+4}}\right)^n,$$

для слабой связи ($\beta < 1$)

$$y = \left[\frac{1+\beta^2}{\sqrt{x^4 + 2x^2(1-\beta^2) + (1+\beta^2)^2}}\right]^n,$$

для сильной связи ($\beta > 1$)

$$y = \left[\frac{2\beta^2}{\sqrt{x^4 + 2x^2(1-\beta^2) + (1+\beta^2)^2}}\right]^n,$$

где n — количество каскадов усилителя; $x = \frac{2\Delta f}{f_0\delta_{экв}}$ — обобщенная расстройка.

Требуемую форму резонансной характеристики можно получить также в случае применения каскадов с взаимно расстроенными контурами. При этом нагрузкой каждого каскада обычно служит одиночный контур. Резонансную характеристику, близкую по форме к прямоугольнику, получают как результирующую двух контуров (рис. 219).

Производя перемножение ординат резонансных характеристик

каскадов (рис. 219, *а*), получим результирующую резонансную характеристику. Подбором величины расстройки $\Delta f = f_2 - f_1$ и параметров контуров можно получить результирующую характеристику требуемой формы. Усилитель, у которого один контур настроен на частоту большую, чем средняя частота настройки f_0, а другой — на частоту меньшую, чем f_0, называется усилителем с попарно расстроенными каскадами («расстроенными двойками»).

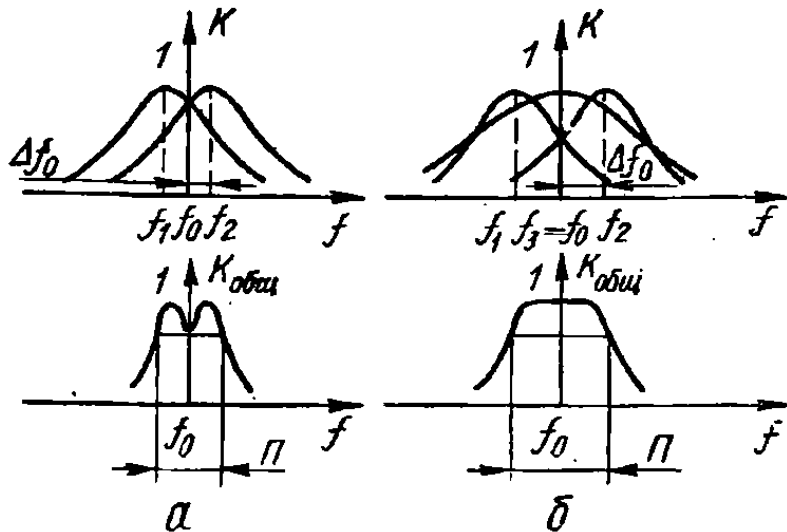


Рис. 219. Получение резонансной характеристики близкой по форме к прямоугольнику.

Уменьшение усиления на средних частотах полосы пропускания может быть скомпенсировано настройкой третьего каскада на среднюю частоту f_0 (рис. 219, *б*). Усилитель, у которого один каскад настроен на частоту большую, чем f_0, другой — на частоту меньшую, чем f_0, а третий — на среднюю частоту f_0, называется усилителем с «расстроенными тройками».

Коэффициент усиления одной пары каскадов усилителя с попарно расстроенными контурами

$$K_U = 0{,}5 S^2 R^2_{экв}.$$

Коэффициент устойчивого усиления второго каскада пары, работающего на более высокой частоте, $f_{02} = f_0 + \Delta f$

$$K_{U(уст)} = (0{,}18 \div 0{,}25) \sqrt{\frac{S}{f_{02} C_{пр}}}.$$

Уравнение резонансной характеристики такого усилителя зависит от параметра расстройки $\beta_р = \frac{2\Delta f_0}{П}$.

При $\beta_р = 1$ уравнение резонансной характеристики

$$y = \left(\frac{2}{\sqrt{x^4 + 4}}\right)^n.$$

Уравнение резонансной характеристики усилителя с «расстроенными тройками» при оптимальной расстройке $\beta_р = \sqrt{3}$

$$y = [1 + (0{,}5x)^6]^{-\frac{n}{6}}.$$

Для симметрии резонансной характеристики относительно f_0 необходимо, чтобы затухания контуров, расстроенных относительно f_0, были равны ($\delta_{экв1} = \delta_{экв2} = \delta_{экв}$), а затухание контура, настроенного на частоту f_0, было вдвое большим $\delta_{экв3} = 2\delta_{экв}$.

Схема каскада двухконтурного полосового усилителя на транзисторе приведена на рис. 220. Контуры *L1C1* и *L2C2* образуют полосовой

фильтр. Резисторы *R1*, *R2* и конденсатор *C3* — элементы смещения. Напряжение смещения образуется на *R2* за счет деления напряжения коллекторного питания между резисторами *R1* и *R2*. Цепочка $R_{нт}C_{нт}$ служит для нейтрализации внутренней обратной связи транзистора (параллельная схема нейтрализации). Резистор $R_ф$ и конденсатор $C_ф$ образуют развязывающий фильтр, а резистор $R_э$ в цепи эммитера — элемент температурной стабилизации. Связь входной цепи усилителя с контуром предыдущего каскада, а также коллекторной цепи с нагрузочным контуром — автотрансформаторная, что необходимо для согласования резонансного сопротивления контуров с малыми входными и выходными сопротивлениями транзистора. В связи с тем что междуэлектродные емкости транзистора имеют большие величины, чем междуэлектродные емкости усилительных ламп, емкости нагрузочных контуров транзисторного усилителя выбираются большими, чем в ламповом (500—600 пФ).

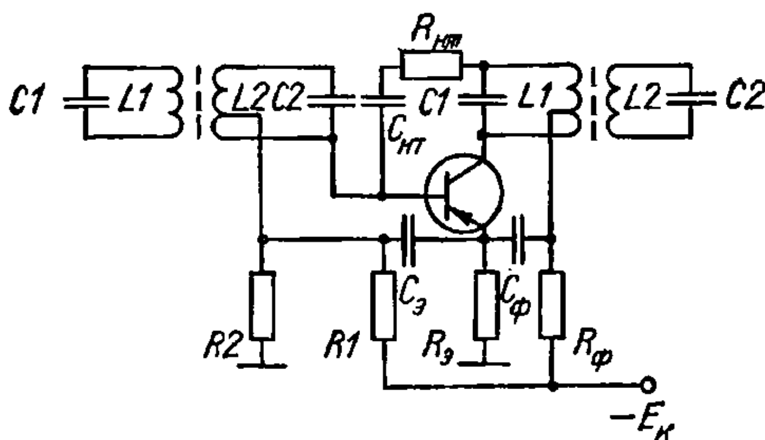


Рис. 220. Схема двухконтурного полосового усилителя на транзисторе.

Коэффициент усиления напряжения одного каскада двухконтурного полосового усилителя на транзисторе определяется по формуле

$$K_U = \frac{\beta}{1+\beta} pnR_{экв}y_{21},$$

где β — фактор связи; p — коэффициент включения нагрузочного контура в коллекторную цепь; n — коэффициент трансформации для связи с нагрузкой; $R_{экв}$ — резонансное сопротивление контура; y_{21} — параметр транзистора, характеризующий влияние напряжения база — эмиттер на изменение коллекторного тока.

Наилучшее соотношение между избирательностью и усилением при $\beta = 1$, тогда

$$K_U = 0{,}5pnR_{экв}y_{21}.$$

Избирательность по соседнему каналу транзисторного двухконтурного УПЧ при $\beta = 1$

$$S_c = \left(\frac{\sqrt{4+x^4}}{2}\right),$$

где $x = \dfrac{2\Delta f}{f_{пр}\delta_{экв}}$ — обобщенная расстройка.

Равномерное усиление в заданной полосе частот можно получить в транзисторном усилителе с взаимно расстроенными каскадами.

Расчет транзисторного двухконтурного УПЧ. Дано: коэффициент усиления K_U; полоса пропускания $\Pi_{0,7}$; промежуточная частота $f_{пр}$; избирательность по соседнему каналу S_c; число двухконтурных фильтров в приемнике a; тип транзистора.

Определить: параметры C и L контуров, коэффициенты взаимоиндукции катушки M, включения и трансформации p и n.

Порядок расчета. 1. Принимают собственную добротность контура $Q \approx 200$ ($\delta_{\text{конт}} \approx 0{,}005$). 2. По табл. 53 находят функцию $\psi(n)$ и рассчитывают затухание контуров фильтра

$$\delta = \frac{\Pi_{0,7}}{f_{\text{пр}}} \Psi(n).$$

Таблица 53

Значение $\psi(n)$

Тип схемы	Число каскадов									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Усилитель с одиночными попарно расстроенными контурами	—	0,71	—	0,88	—	0,98	—	1,09	—	1,16
Усилитель с «расстроенными тройками» при $\beta_p = \sqrt{3}$	—	—	0,5	—	—	0,58	—	—	0,62	—
Усилитель с двухконтурными полосовыми фильтрами при $\beta_p = 1$	0,71	0,88	0,98	1,09	1,16	1,22	1,25	1,29	1,33	1,37

3. Задаваясь емкостью контуров фильтра $C = 200 \div 1000$ пФ, определяют коэффициенты:

$$p = \sqrt{\frac{\delta - \delta_{\text{конт}}}{g_{\text{вых1}}} 2\pi f_{\text{пр}} C};$$

$$n = \sqrt{\frac{\delta - \delta_{\text{конт}}}{g_{\text{вх2}}} 2\pi f_{\text{пр}} C},$$

где $g_{\text{вых1}}$ и $g_{\text{вх2}}$ — выходная проводимость данного каскада и входная проводимость следующего каскада, мкСм.

4. Емкости конденсаторов фильтров:

$$C_1 = C - [C_0 + p^2 (C_{\text{вых1}} + C_{\text{м1}})];$$

$$C_2 = C - [C_0 + n (C_{\text{вх2}} + C_{\text{м2}})] \approx C_{\text{конт1}},$$

где $C_{\text{вых1}}$ и $C_{\text{вх2}}$ — соответственно выходная емкость транзистора данного каскада и входная емкость следующего каскада; $C_{\text{м}}$ — емкость монтажа.

5. Индуктивность контуров фильтра

$$L_{1,2} = \frac{2{,}53 \cdot 10^4}{C_{1,2} f_{\text{пр}}^2} \text{ мкГ}.$$

6. Резонансное сопротивление контуров

$$R_{\text{экв}} = \frac{1}{2\pi \delta_{\text{конт}} f_{\text{пр}} C_{1,2}}.$$

7. Коэффициент усиления каскада по напряжению, принимая $\beta = 1$,

$$K_{U_0} = 0{,}5 p n y_{21} R_{\text{экв}}.$$

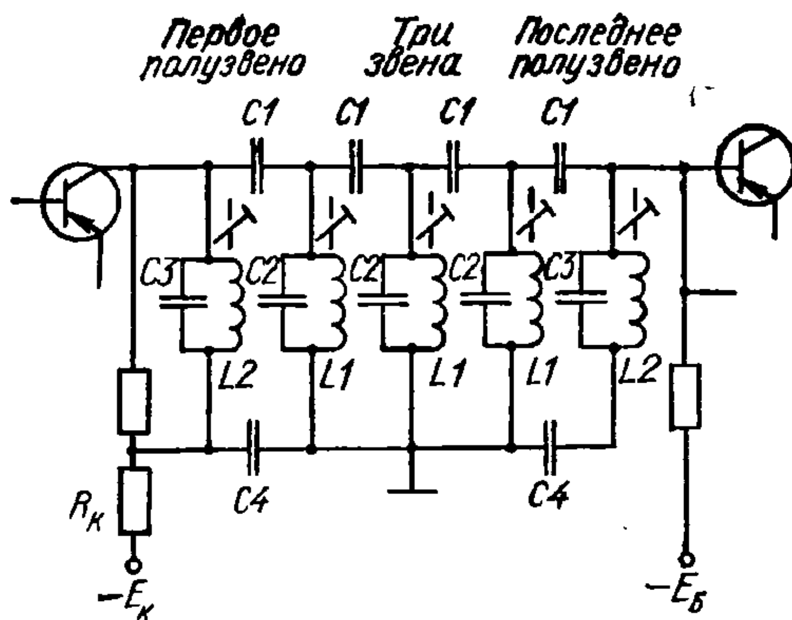


Рис. 221. Схема УПЧ с фильтром сосредоточенной селекции.

8. Элементы нейтрализации:

$$C_{нт} \approx \frac{0{,}9C_1}{m};$$

$$R_{нт} = \frac{1{,}1m}{2\pi f_s C_1},$$

где

$$m = \frac{1-p}{p};$$

f_s — граничная частота усиления транзистора.

9. Определяют избирательность по соседнему каналу S_c и сравнивают с заданной. Если собственное затухание контура $\delta_{конт}$ удовлетворяет условию $\delta_{конт} \leqslant \frac{П_{0,7}}{2{,}8f_{пр}}$, то целесообразно применять УПЧ с многозвенными фильтрами (рис. 221). В простых приемниках ограничиваются одним фильтром, который называется фильтром сосредоточенной селекции (ФСС). При применении ФСС необходимое усиление в УПЧ обеспечивается несколькими каскадами резисторного усилителя.

При расчете УПЧ с многозвенными фильтрами удобно пользоваться графиками, приведенными на рис. 222, *а*, *б*. Кривые (рис. 222, *а*) показывают зависимость избирательности S от обобщенной расстройки $x = \frac{2\Delta f_0}{П}$ при

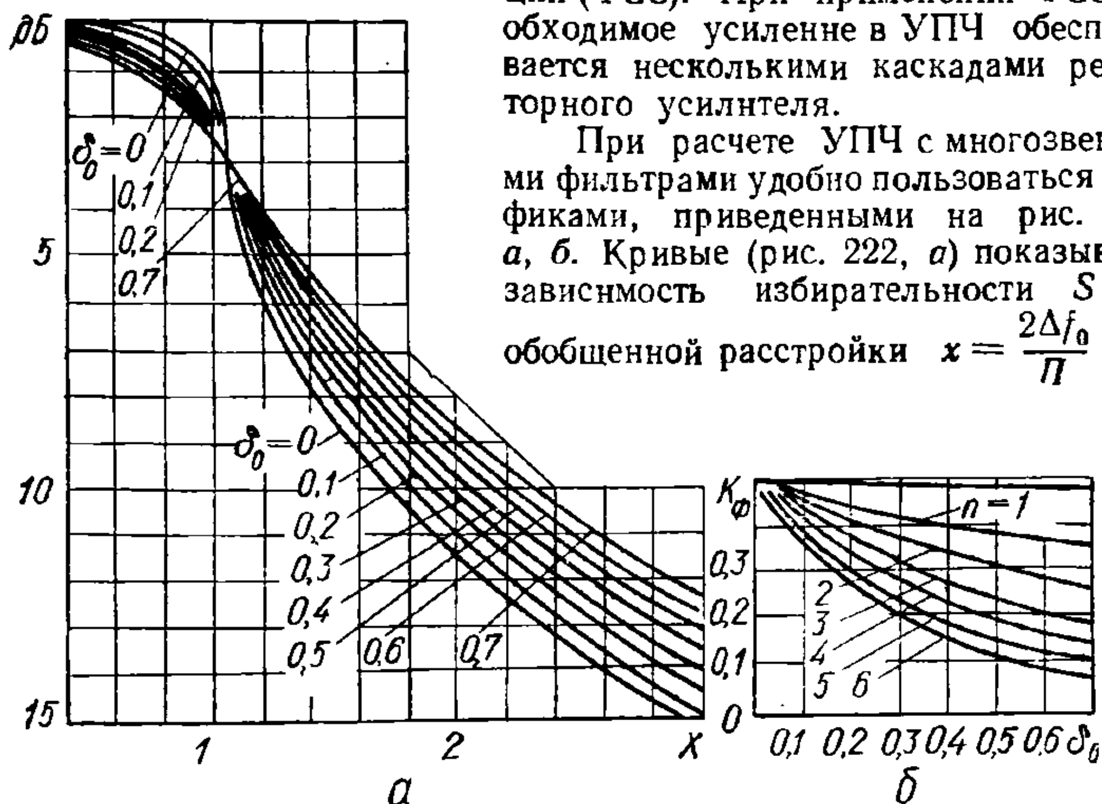


Рис. 222. Графики для расчета УПЧ с многозвенными фильтрами.

разных значениях δ. Кривые (рис. 222, *б*) показывают зависимость коэффициента передачи фильтра $K_ф$ от обобщенного затухания $\delta_0 = \delta_{конт}\frac{2f_{пр}}{П}$ при разных значениях n.

Вычислив значения x и δ_0, можно по графику $S = f(x)$ найти со-

ответствующую избирательность по соседнему каналу S_1. По заданной избирательности S_c определяют число звеньев фильтра

$$n = \frac{S_c}{S_1}.$$

По кривым $K_ф = f(\delta_0)$ по известным значениям n и δ находят $K_ф$.

Таблица 54

Основные данные пьезокерамических ФСИ

Параметр	ПФ1П-1	ПФ1П-2	ПФ1П-011	ПФ1П-012	ПФ1П-013
Средняя частота полосы пропускания, кГц	465±2,5			465±2	
Ширина полосы пропускання на уровне 6 дБ, кГц	6,5—10,0	8,5—12,5	7,0—10,5	7,0—10,5	9,5—13,5
Неравномерность затухания в полосе пропускаиия, дБ, не более	3	3	1	2	1
Затухание в полосе пропускания, дБ, ие более	12	12	4,5	8,5	4,5
Избирательность по соседиему каналу (ослабление при расстройке на ±10 кГц), дБ, не менее	41	38	12	22	9
Согласующие сопротивлення, кОм: со стороны входа со стороны выхода	 1,2 0,68	 1,2 0,68	 2 1	 2 1	 2 1
Размеры, мм	11×24×37		⌀8,5×9	⌀8,5×19	⌀8,5×9
Масса, г, не более	10	10	5	5,0	2,5

Сопротивление резисторов на входе и выходе ФСС обычно выбирают:

$$R_1 = R_2 = 50 \div 150 \text{ кОм}.$$

Емкости схемы (рис.221) определяют по формулам:

$$C_1 = \frac{1,6 \cdot 10^2}{f_{пр} R_1} \text{ пФ}; \quad C_2 = \frac{1,6 \cdot 10^5}{\frac{П}{2} R_1} \text{ пФ};$$

$$C_3 = 0,5 C_2; \quad C_4 = 0,01 \div 0,05 \text{ мкФ}.$$

Индуктивности контуров:

$$L_1 = \frac{0,8 \cdot 10^5 \, \Pi R_1}{f_{пр}^2} \text{ мкГ};$$

$$L_2 = 2L_1.$$

В трактах УПЧ АМ радиовещательных приемников получили распространение пьезокерамические фильтры сосредоточенной селекции (ПКФ). Один такой фильтр обеспечивает избирательность по соседнему каналу, соответствующую четырем — шести резонансным контурам (40—50 дБ).

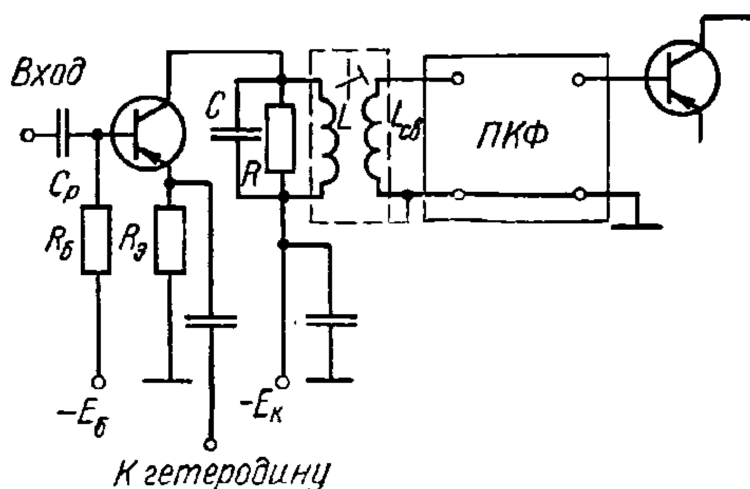


Рис. 223. Схема УПЧ с ПКФ.

В радиоприемниках используются ПКФ типа ПФ1П-1 и ПФ1П-2. Фильтры устойчиво работают в диапазоне температур $-10° \div +50°$ С. Основные параметры ПКФ приведены в табл. 54. Схема УПЧ с ПКФ показана на рис. 223.

Усилители, имеющие полосу пропускания от 0,5 до 20 МГц, называются широкополосными. Такие УПЧ применяются в радиоприемниках УКВ (телевизионных, радиолокационных, приемннках радиорелейных линий и др.). При этом промежуточная частота $f_{пр} = 10 \div 100$ МГц.

Если полоса пропускания $\Pi_{0,7} \leqslant 3$ МГц, то в качестве широкополосного УПЧ можно применить резонансные усилители с низкой добротностью колебательных контуров.

Если полоса пропускания $\Pi_{0.7} \approx 3 \div 8$ МГц, то рекомендуется использовать усилители с одиночными попарно расстроенными контурами.

Усилнтели с «расстроенными тройками» применяются для $\Pi_{0,7} > 8$ МГц.

10. Регулировки в приемниках

В приемниках применяются следующие основные регулировки:

ручная регулировка усиления;

регулировка тембра;

регулировка полосы пропускания;

автоматическая регулировка усиления (АРУ);

автоматичекая подстройка частоты (АПЧ).

Ручная регулировка усиления радиовещательных и связных приемников обычно производится путем изменения величины звукового напряжения, поступающего на УНЧ.

В некоторых приемниках для регулировки усиления изменяют величины питающих напряжений.

Регулировка тембра осуществляется при помощи дополнительных реактивных сопротивлений, подключенных параллельно нагрузочному

сопротивлению УНЧ, либо применением частотно-зависимой отрицательной обратной связи. В современных стационарных приемниках предусматривается плавная регулировка тембра раздельно по низким и высоким частотам.

На рис. 224 показаны простейшие регуляторы тембра. На рис. 225 приведены наиболее распространенные схемы раздельной регулировки

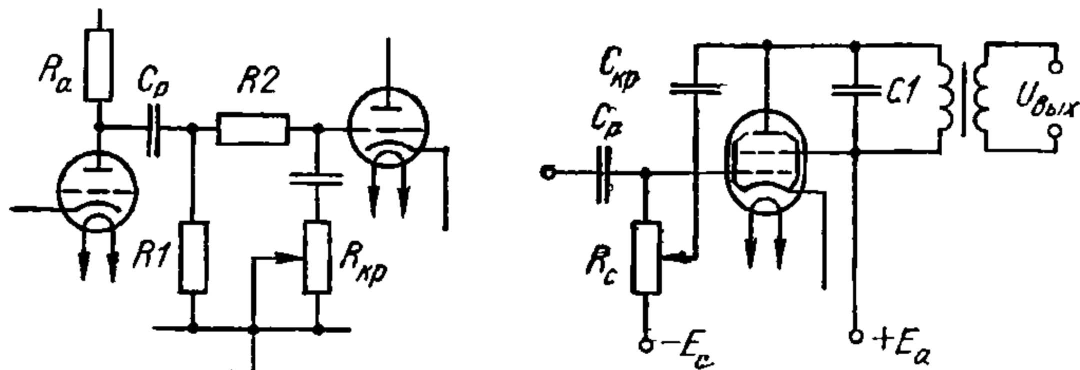


Рис. 224. Схемы регуляторов тембра.

тембра на низких и высоких частотах. В последних схемах *P1* — регулятор высоких частот, *P2* — регулятор низких частот.

Регулировка полосы пропускания обычно производится путем изменения величины связи между контурами в каскадах УПЧ. При отсутствии помех для улучшения качества звучания желательно расширить полосу пропускания. При наличии значительных помех полосу пропус-

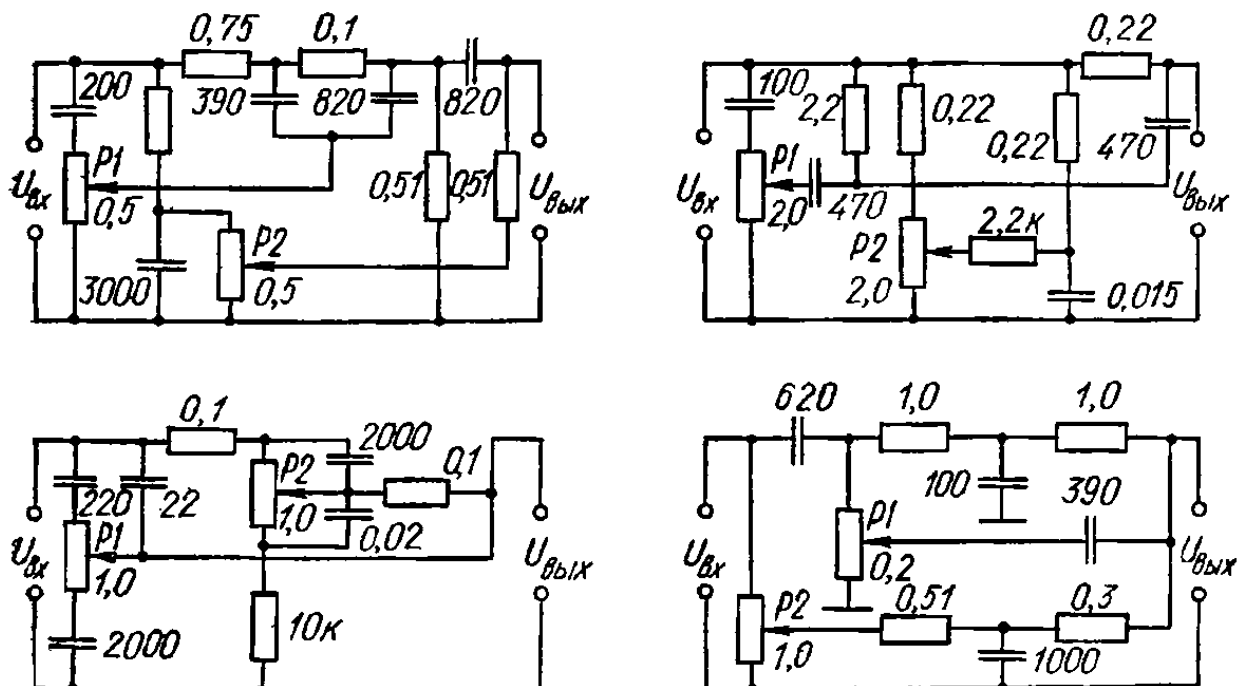


Рис. 225. Схемы раздельной регулировки тембра на низких и высоких частотах.

кания необходимо уменьшить, но это вызывает уменьшение усиления высших звуковых частот (крайние боковые частоты не попадают в пределы полосы пропускания).

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) служит для автоматической стабилизации величины сигнала на выходе приемника (в радиовещательных приемниках — громкости) при изменениях величины входного сигнала.

Принцип действия АРУ заключается в том, что иа управляющие сетки ламп или иа базы транзисторов высокочастотных каскадов приемиика подается напряжение смещения, величина которого зависит от уровня принимаемого сигнала; причем полярность напряжения АРУ такова, что с увеличением входного сигнала аиодные токи ламп (или коллекторные токи транзисторов) уменьшаются, что равносильно уменьшению коэффициента усиления приемника. Таким образом, чем больше уровень входного сигнала, тем меньше усиление и, следовательно, величина сигнала на выходе почти не изменяется. Напряжение АРУ обычно снимают с нагрузочного сопротивлеиия детектора и через фильтр подают на сетки ламп или на базы транзисторов.

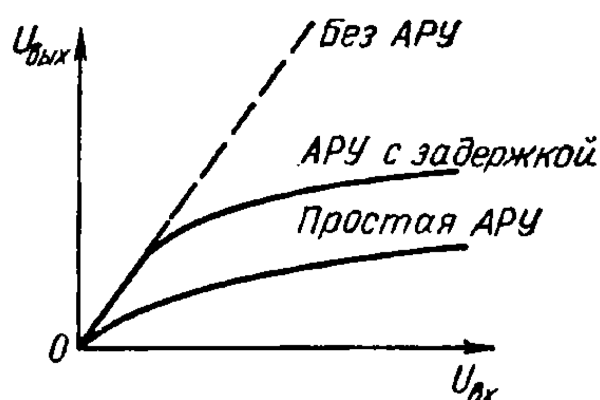


Рис. 226. Амплитудные характеристики приемника с различными схемами АРУ.

Различают простую схему АРУ, АРУ с задержкой и АРУ с усилением. В первом случае схема АРУ работает при любой величине входного сигнала. Недостатком простой схемы АРУ является дополнительное снижение усиления приемника при приеме слабых сигналов, так как слабые сигналы дополнительно ослабляются напряжением АРУ. Более совершенной является схема АРУ с задержкой, при которой напряжение АРУ снимается не с основного, а с дополнительного детектора (детектора АРУ). На детектор АРУ подается постоянное напряжение смещения (напряжение задержки), вследствие чего схема АРУ при малых входных сигналах оказывается запертой. И только при значительных входных сигналах детектор АРУ отпирается и вырабатывается регулирующее напряжеиие.

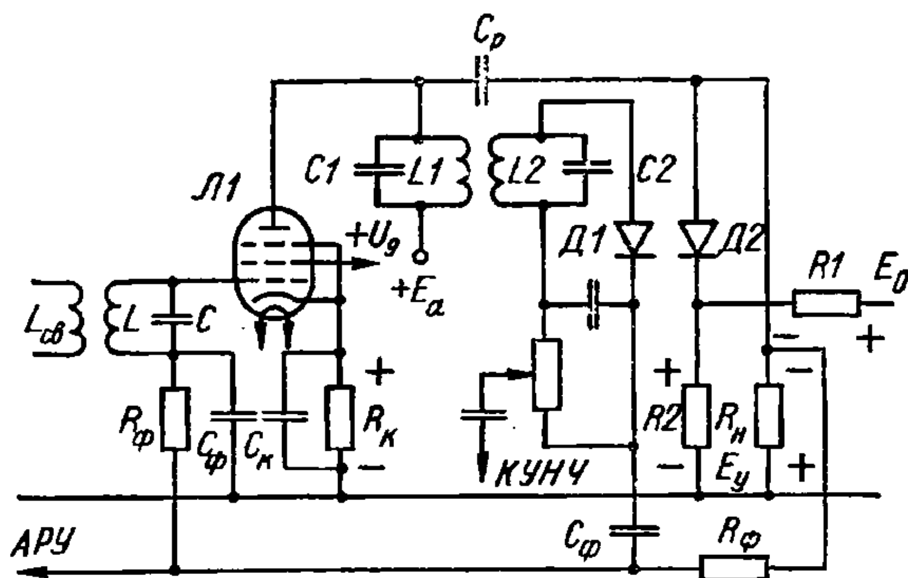


Рис. 227. Схема АРУ с задержкой.

В схеме АРУ с задержкой и усилением предусматривается специальный УПТ, усиливающий регулирующее напряжеиие. Такая схема позволяет получить незначительное изменеиие выходиого напряжения приемника при очень большом изменении входного. Амплитудные характеристики приемника с различными схемами АРУ показаиы на рис. 226.

Схема АРУ с задержкой приведена на рис. 227. Диод *Д1* служит основным детектором, а *Д2* — детектором АРУ. На диод *Д2* подается постоянное напряжение задержки (с резистора *R2*) и высокочастотное напряжение (через конденсатор $C_р$). До тех пор, пока амплитуда высокочастотного напряжения меньше напряжения задержки, диод *Д2* заперт и схема АРУ не работает. Если амплитуда входного сигнала превышает напряжение задержки, диод *Д2* отпирается и на резисторе $R_н$ возникает напряжение АРУ, которое через фильтр $R_ф C_ф$ подается на сетку ламп высокочастотных каскадов. Чем больше амплитуда переменного напряжения, снимаемого с контура усилителя, тем больше ток *Д2* и тем более отрицательный потенциал поступает на сетки ламп.

Расчет АРУ с задержкой. Дано: изменение напряжения на входе приемника $\alpha = \frac{E_{Амакс}}{E_{Амин}}$; допустимое изменение выходного напряжения

$$\beta = \frac{U_{вых.макс}}{U_{вых.мин}};$$

тип и количество регулируемых ламп; исходное напряжение смещения регулирующих ламп $E_с$.

Определить: пределы регулировки усиления; параметры фильтра в цепи АРУ.

Порядок расчета. 1. Определяют наибольшую величину регулирующего напряжения

$$U_р = E_з(\beta - 1),$$

где $E_з = E_с$ — напряжение задержки, равное исходному напряжению смещения.

2. По сеточным характеристикам ламп находят максимальную крутизну $S_{макс}$, соответствующую напряжению $E_с = E_з$, и минимальную крутизну $S_{мин}$ для напряжения $E_с + U_р$. Значения $S_{макс}$ и $S_{мин}$ определяют для всех регулируемых ламп $(S_1, S_2, S_3 \ldots S_n)_{макс}$ и $(S_1, S_2, S_3 \ldots S_n)_{мин}$.

3. Находят изменение входного напряжения приемника

$$\alpha = \beta \frac{(S_1, S_2, S_3 \ldots S_n)_{макс}}{(S_1, S_2, S_3 \ldots S_n)_{мин}}.$$

Если полученное значение α равно или больше заданного, то необходимые пределы регулирования усиления обеспечены. Если α получается меньше заданной, то необходимо либо изменить требования к АРУ, либо применить схему АРУ с усилением.

4. Параметры фильтра $R_ф C_ф$. Для телефонных приемников рекомендуется

$$R_ф C_ф = 0{,}02 \div 0{,}2 с,$$

для приемников телеграфных сигналов

$$R_ф C_ф = 0{,}2 \div 1 с.$$

Задаваясь значением одной величины ($R_ф$ или $C_ф$), находят вторую.

Параметры фильтра $R'_ф C'_ф$ выбирают из соотношения

$$R'_ф C'_ф = 0{,}1 R_{вх} C_{вх},$$

где $R_{вх}$ и $C_{вх}$ — соответственно входное сопротивление и входная емкость регулируемого каскада.

В транзисторных приемниках в основном применяется простая схема АРУ с подачей регулирующего напряжения на базу транзистора (рис. 228).

Расчет АРУ в транзисторных приемниках затруднен вследствие зависимости входного сопротивления транзистора от тока базы. При выборе числа управляемых каскадов можно исходить из того, что ко-

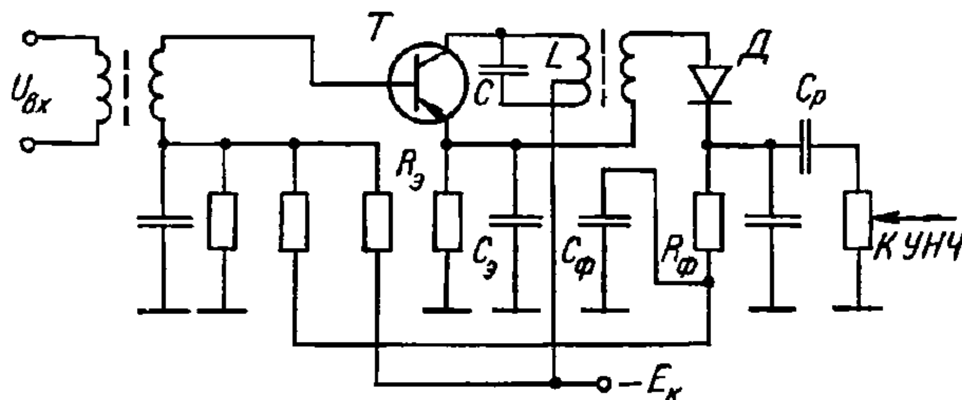


Рис. 228. Схема АРУ транзисторного приемника.

эффициент усиления каждого каскада УПЧ и УВЧ под воздействием АРУ может изменяться в пределах 20—30 дБ, а коэффициент усиления преобразователя на 15—20 дБ.

Схема автоматической подстройки частоты (АПЧ) обеспечивает автоматическую стабилизацию величины промежуточной частоты при колебаниях частоты гетеродина. Принцип действия АПЧ заключается в следующем: если разность частот гетеродина и сигнала не равна

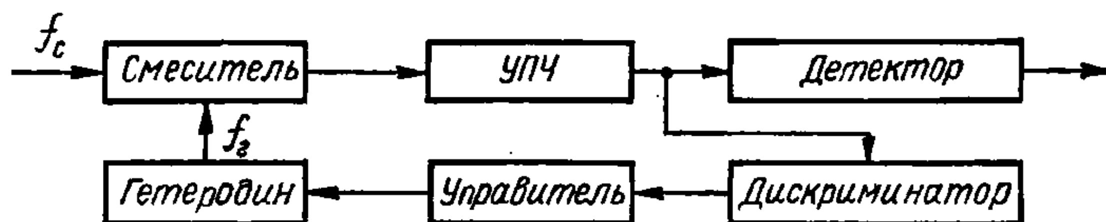


Рис. 229. Структурная схема АПЧ.

промежуточной частоте, то АПЧ меняет частоту гетеродина, чтобы эта разность приблизилась к промежуточной частоте.

Структурная схема АПЧ приведена на рис. 229. Дискриминатор вырабатывает постоянное напряжение, пропорциональное разности частот $f_г - f_с$, причем полярность этого напряжения зависит от направления ухода частоты гетеродина. Напряжение с выхода дискриминатора поступает на управитель, который действует на частоту гетеродина. В качестве управителя может быть использована реактивная лампа или управляемый полупроводниковый диод (варикonд).

В приемниках сантиметрового диапазона напряжение с дискриминатора обычно подается на отражатель клистронного гетеродина.

11. Порядок эскизного расчета высокочастотного тракта радиовещательных и связных приемников

Целью эскизного расчета является выбор и обоснование структурной схемы приемника, типа ламп или транзисторов, определение промежуточной частоты, полосы пропускания приемника, коэффициента усиления и затухания контура.

1. Если к приемнику предъявляются высокие требования в отношении избирательности по зеркальному каналу (на длинных и средних волнах $S_з \geqslant 30 \div 50$ дБ и на коротких волнах $S_з \geqslant 20$ дБ), то в приемнике необходимо предусмотреть один или два каскада усиления напряжения высокой частоты на частоте сигнала (УВЧ). При очень высокой заданной избирательности (на коротких волнах $S_з \geqslant 100$) следует применять двукратное преобразование частоты.

2. При выборе ламп или транзисторов необходимо стремиться к тому, чтобы в каскадах приемника было поменьше различных типов активных элементов.

Для получения большого устойчивого усиления каскадов УВЧ и УПЧ необходимо выбирать лампы с возможно большим отношением

$$\frac{S}{C_{а.с}}.$$

В преобразователе частоты желательно применять лампу с большой крутизной преобразования $S_{пр}$.

Транзисторы должны иметь параметр y_{21} большой величины, минимальное значение междуэлектродной емкости $C_{б.к}$ и малый коэффициент шума.

3. Величина промежуточной частоты радиовещательных приемников должна соответствовать ГОСТ 5651—65. В связных приемниках промежуточная частота выбирается из следующих соображений. Промежуточная частота $f_{пр}$ не должна находиться в диапазоне частот приемника и не должна совпадать с частотой какой-либо мощной радиостанции. С данной точки зрения рекомендуются следующие значения $f_{пр}$: 110—115; 463—467; 620—630; 1200—1600; 1900; 4500; 6500; 8400 кГц.

С увеличением $f_{пр}$ повышается избирательность по зеркальному каналу, но ухудшается устойчивость работы УПЧ и расширяется полоса пропускания.

4. Требуемая полоса пропускания приемника $П$ зависит от полосы частот принимаемого сигнала $П_с$. Поэтому необходимо, чтобы выполнялось условие $П \geqslant П_с$.

При амплитудной модуляции

$$П_с = 2f_{макс},$$

где $f_{макс}$ — максимальная частота модулирующего сигнала. При частотной модуляции

$$П_с = 2f_{м.макс}(1 + M + \sqrt{M}),$$

где $M = \frac{\Delta f_{макс}}{f_{м.макс}}$ — индекс модуляции.

Для радиовещательных передатчиков

$$f_{м.макс} = 15_{кГц}; \quad M = 5;$$

$$П_с \approx 250_{кГц}.$$

Учитывая возможный уход частоты радиостанции и гетеродина, полосу частот приемника без АПЧ определяют по формуле

$$П = П_с + \Delta f_{нс},$$

где $\Delta f_{нс} = 2\sqrt{\Delta f_{пр}^2 + \Delta f_{гет}^2}$.

Значення нестабильности частоты передатчиков приведены в табл. 44. Относительная нестабильность гетеродина $\frac{\Delta f}{f_{гет}}$ бывает $(1 \div 5) \times 10^{-4}$; прн кварцевой стабилизации $5 \cdot 10^{-5}$.

Между полосой пропускання контуров тракта принятого снгнала ($П_{р.с}$) и УПЧ ($П_{УПЧ}$) должна быть следующая зависимость:

$$П_{р.с} = (1,5 \div 2)\, П_{УПЧ}.$$

5. Затуханне контуров входной цепи н УПЧ определяется необходнмой нзбнрательностью по зеркальному каналу $S_з$. Величина затухання должна удовлетворять условням:
при большнх расстройках

$$x = \frac{1}{1 + \frac{2f_{пр}}{f_{макс}}} < 0,9;$$

$$\frac{1 - x^2}{x \sqrt[n_c]{S_з x}} \geqslant \delta \geqslant \frac{П_{р.с0,7}}{f_{мин}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\sqrt[n_c]{2} - 1}}.$$

Прн малых расстройках $x = \frac{1}{1 + \frac{2f_{пр}}{f_{макс}}} > 0,9$

$$\frac{4f_{пр}}{f_{макс}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\sqrt[n_c]{S_з} - 1}} \geqslant \delta \geqslant \frac{П_{р.с0,7}}{f_{мин}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\sqrt[n_c]{2} - 1}}.$$

В этих формулах $П_с$ — число одиночных избирательных контуров.

Затуханне контуров промежуточной частоты (преобразователя и УПЧ) определяется необходимой нзбнрательностью по соседнему каналу S_c.

Прн нспользованнн двухконтурных полосовых фильтров с критнческой связью ($\beta = 1$) затуханне δ определяется нз условня

$$\frac{2\Delta f_c}{f_{пр}} \cdot \frac{1}{1,141 \sqrt[4]{\sqrt[n]{S_c} - 1}} > \delta > \frac{П_{УПЧ,0,7}}{f_{пр}} \cdot \frac{1}{1,41 \sqrt[4]{\sqrt[n]{2} - 1}},$$

где Δf_c — расстройка, соответствующая нзбнрательности S_c; n — чнсло каскадов УПЧ (включая преобразователь).

6. Коэффицнент усилеиия высокочастотных каскадов прнемника

$$K_0 = K_{0вх.ц} K_{0УВЧ}^{n} K_{0п.ч} \cdot K_{0УПЧ}^{n-1}.$$

где $K_{0вх.ц}$ — коэффнциент передачн входной цепн; $K_{0УВЧ}$, $K_{0п.ч}$, $K_{0УПЧ}$ — коэффнциеиты усиления УВЧ, преобразователя частоты н УПЧ соответственно.

Требуемая величина K_0 определяется для каждого поддиапазона:

$$K_0 = \frac{U_{вх.д}}{E_A} K_{зап},$$

где $U_{вх.д}$ — напряжение несущей частоты на входе детектора (для диодного детектора 2 ÷ 3В); $K_{зап}$ — 1,5 ÷ 2 — коэффициент запаса.

При эскизном расчете величину $K_{0вх.ц}$ можно принять равной 2—4 для лампового приемника и 0,1—0,7 для транзисторного.

Значения $K_{0УВЧ}$, $K_{0УПЧ}$ и $K_{0п.ч}$ можно ориентировочно определять по формулам устойчивого усиления по известным значениям S, $S_{пр}$, f_0 и $C_{а.с}$.

ГЛАВА VIII. ИМПУЛЬСНАЯ ТЕХНИКА

1. Основные характеристики импульсов

Импульсом называется кратковременный электрический сигнал, длительность которого соизмерима с длительностью переходных процессов в цепи.

Различают видеоимпульсы и радиоимпульсы (рис. 230).

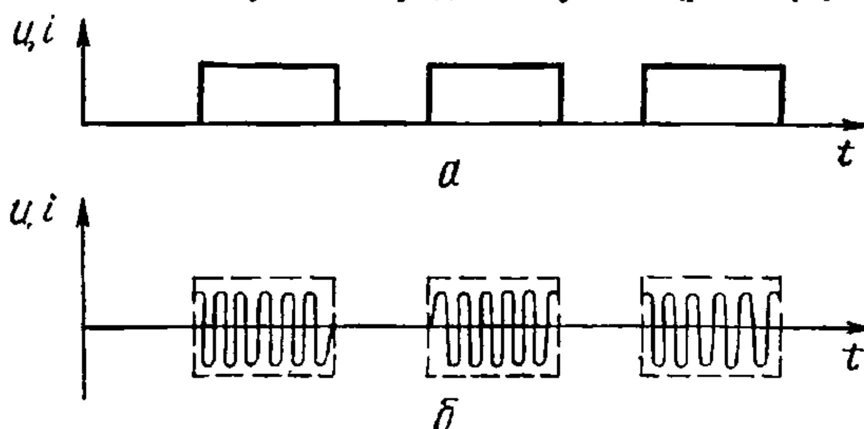


Рис. 230. Видеоимпульсы (*а*) и радиоимпульсы (*б*).

Видеоимпульсы не содержат высокочастотных колебаний, они могут быть однополярными и разнополярными.

Радиоимпульсы — это кратковременные серии высокочастотных колебаний, которые можно представить как результат 100%-ной амплитудной модуляции высокочастотного колебания видеоимпульсами. Видеоимпульсы и радиоимпульсы могут быть различной формы: прямоугольные, трапецеидальные, треугольные, колоколообразные, пилообразные и др. (рис. 231). На практике широко применяются прямоугольные импульсы, реальная форма которых показана на рис. 232. Импульс имеет характерные участки: фронт — участок, где функция резко возрастает; вершина — участок, где функция достигает максимума и незначительно изменяется; срез — участок, на котором функция резко убывает и хвост — участок, на котором функция отрицательна и затухает.

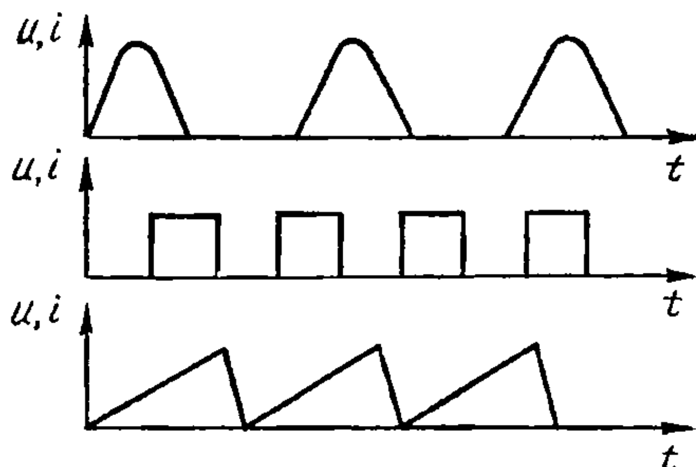


Рис. 231. Импульсы различной формы.

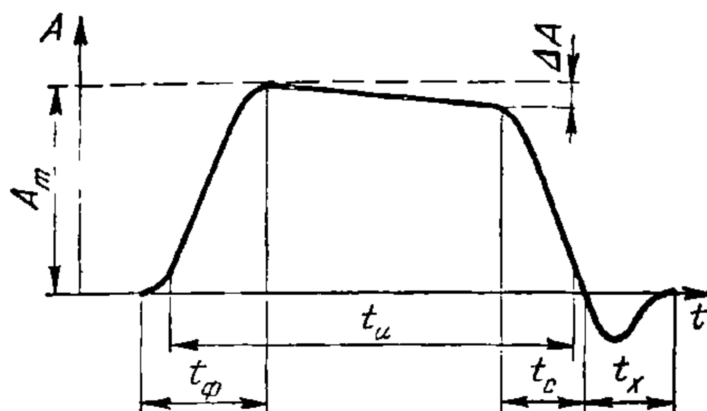


Рис. 232. Форма реального прямоугольного импульса.

Периодическая последовательность выдеоимпульсов характеризуется следующими основными параметрами: амплитудой A_m; длительностью $t_и$; периодом повторения $T_и$ (частотой повторения $f_и$); длительностью фронта $t_ф$; длительностью среза t_c; длительностью хвоста t_x; снижением вершины ΔA.

Отношение $Q = \frac{T_и}{t_и}$ называется скважностью, а обратная величина $d_и = \frac{t_и}{T_и}$ коэффициентом заполнения.

2. Спектральный состав прямоугольных импульсов

Для определения необходимой полосы частот пропускания импульсов через линейные и нелинейные электрические цепи определяют их спектральный состав. Для гармонического анализа кривую периодических прямоугольных импульсов можно выразить математически с помощью ряда Фурье. Если функция четная, то

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos nt,$$

где a_0 — постоянная составляющая функции; a_n — амплитуда n-й гармоники.

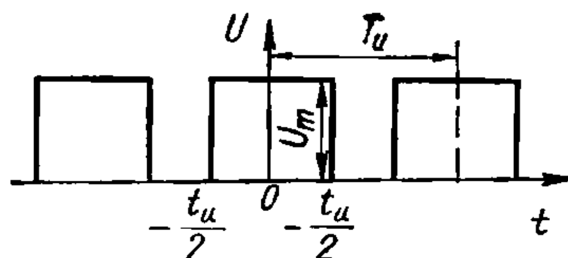


Рис. 233. Периодическая последовательность прямоугольных видеоимпульсов.

На рис. 233 показана периодическая последовательность прямоугольных видеоимпульсов, причем ось ординат расположена так, что функция четная. Функцию $f(t)$ за период ее изменения можно представить так:

$$f(t) = \begin{cases} U_m & \text{при} \quad -\frac{t_и}{2} < t < +\frac{t_и}{2} \\ 0 & \text{при} \quad +\frac{t_и}{2} < t < \left(T_и - \frac{t_и}{2}\right). \end{cases}$$

Постоянная составляющая для нашего случая

$$a_0 = \frac{1}{T_и} \int_{-\frac{t_и}{2}}^{+\frac{t_и}{2}} U_m dt = U_m \frac{t_и}{T_и}.$$

Амплитуда n-й гармоники при известных величинах U_m, $f_и$ и $t_и$

$$a_n = \frac{2}{T_и} \int_{-\frac{t_и}{2}}^{+\frac{t_и}{2}} U_m \cos n\omega t dt = \frac{2U_m}{\pi n} \sin \pi n f_и t_и.$$

Принимая $n = 1$, определяют амплитуду первой гармоники a_1; затем, подставляя в формулу $n = 2$, определяют амплитуду второй гармоники и т. д. Амплитуды гармоник изменяются по закону затухающей синусоиды.

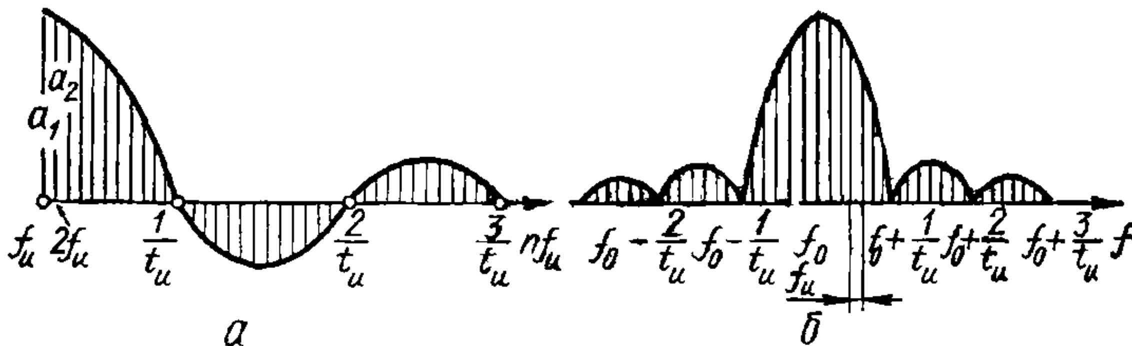


Рис. 234. График спектрального состава прямоугольных: *а* — видеоимпульсов; *б* — радиоимпульсов.

При условии $nf_и = \frac{k}{t_и}$, где $k = 1, 2, 3$. .,

$$a_n = \frac{2U_m}{\pi n} \sin k\pi = 0.$$

Это означает, что амплитуды некоторых гармоник равны нулю. На рис. 234, *а* показан график спектрального состава видеоимпульсов, на котором видно распределение амплитуд гармоник прямоугольных импульсов. По оси абсцисс отложена величина $nf_и$ — частота гармоники, а по вертикали, в одинаковом масштабе, отложены отрезки, соответствующие амплитудам гармоник. График строят следующим образом. На оси абсцисс отмечают точку, которая соответствует частоте первой гармоники $1f_и$. Из данной точки восстанавливают перпендикуляр, причем вертикальный отрезок пропорционален амплитуде первой гармоники a_1. Затем отмечают точку $2f_и$ и строят вертикальный отрезок, пропорциональный амплитуде второй гармоники a_2. После этого отмечают точку $3f_и$ и т. д. При значениях $nf_и = \frac{1}{t_и}$; $\frac{2}{t_и}$; $\frac{3}{t_и}$... коэффициенты $a_n = 0$.

Из графика видно, какие гармоники являются наиболее интенсивными, а какими можно пренебречь без значительного ущерба для формы импульсов. Кроме того, видно, что наиболее существенное значение гармоник находится в интервале между основной частотой $f_и$ и частотой первого нуля $\frac{1}{t_и}$. Если требуется получить хорошую форму импульса, то необходимо пропустить гармоники до второго нуля, т. е. до частоты $\frac{2}{t_и}$. Поэтому полоса пропускания для прямоугольных

видеоимпульсов может быть определена по формуле

$$\Delta f = \frac{1 \div 2}{t_и}.$$

При длительности импульсов порядка едииц микросекунд требуемая полоса пропускания составляет несколько мегагерц.

Спектр периодической последовательности радиоимпульсов можно определить следующим образом. Так как радиоимпульсы являются результатом амплитудной модуляции высокочастотного колебания видеоимпульсами, то каждая гармоника видеоимпульсов образует при модуляции несущую и две боковых частоты. Амплитуды боковых частот пропорциоиальны амплитудам соответствующих гармоник, поэтому огибающая графика спектральиого состава соответствует спектру видеоимпульсов (рис. 207, *б*). Из графика спектра последовательиости радиоимпульсов следует, что полоса пропускания для радиоимпульсов должна быть вдвое больше, чем для аналогичных видеоимпульсов т. е.

$$\Delta f = \frac{2 \div 4}{t_и}.$$

3. Переходные процессы в цепях *RC* и *RL*

Если конденсатор, включенный в электрическую цепь (рис. 235), предварительно не был заряжен, то при переводе подвижного контакта переключателя *П* в положение *1* начнется процесс зарядки, т. е. нараста-

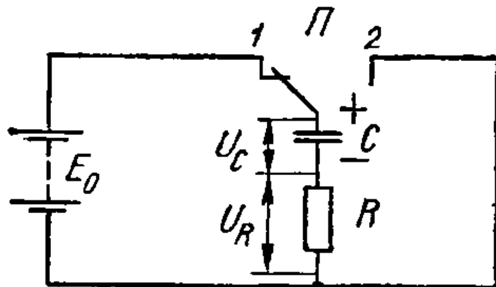


Рис. 235. Схема, поясняющая процесс зарядки и разряда конденсатора.

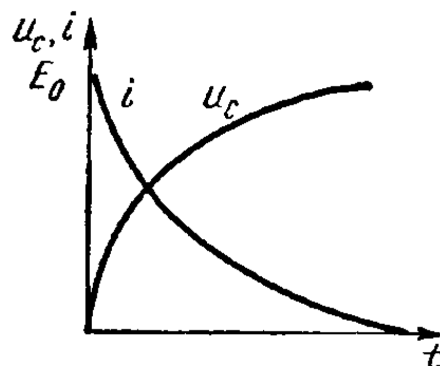


Рис. 236. Кривые изменений величин *I* и U_c в процессе зарядки конденсатора.

ние напряжения u_C на обкладках конденсатора. Рост u_C во времени происходит по уравнению

$$u_C = E_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right),$$

где E_0 — напряжение источника.

Ток в цепи

$$i = \frac{u_R}{R} = \frac{E_0}{R} e^{-\frac{t}{RC}} = I_0 e^{-\frac{t}{RC}}.$$

Из полученных выражений следует, что во время зарядки конденсатора напряжение на его обкладках возрастает, а ток в цепи уменьшается.

Произведение *RC*, имеющее размерность времени (с), определяет

скорость изменения величин u_C и i, называется постоянной времени цепи (обозначается буквой τ_C).

За время t, равное постоянной времени цепи τ_C, напряжение зарядки конденсатора

$$u_C = E_0(1 - e^{-\frac{RC}{RC}}) = E_0(1 - e^{-1}) = 0{,}63E_0.$$

На практике обычно считают, что процесс зарядки заканчивается, когда напряжение на конденсаторе достигает 95% конечного значения, т. е., когда $t = 3\tau_C$. Кривые зарядки конденсатора приведены на рис. 236.

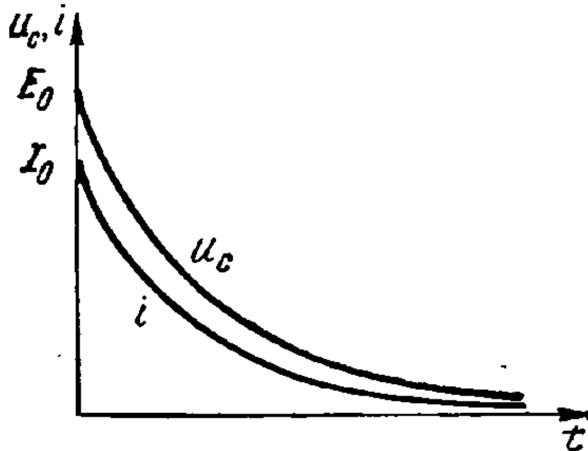


Рис. 237. Кривые изменения тока и напряжения при разряде конденсатора.

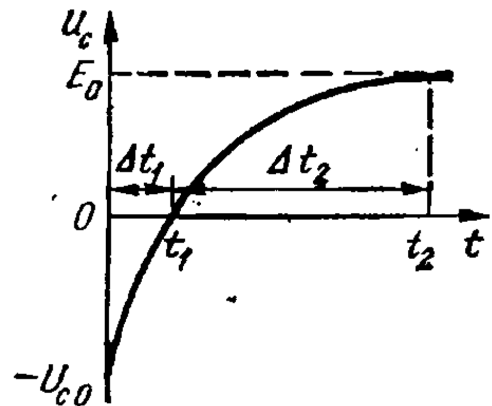


Рис. 238. Кривая изменения напряжения при перезарядке конденсатора.

Если после полной зарядки конденсатора ($u_C = E_0$) подвижный контакт переключателя $П$ перевести в положение 2, то через время t после начала разряда напряжение

$$u_C = E_0 e^{-\frac{t}{RC}},$$

а ток в цепи при разряде

$$i = \frac{u_C}{R} = \frac{E_0}{R} e^{-\frac{t}{RC}} = I_0 e^{-\frac{t}{RC}}.$$

Напряжение на конденсаторе и ток в цепи убывает по экспоненциальному закону (рис. 237).

Скорость изменения величин u_C и i при разряде зависит от постоянной времени τ_C. Процесс разряда принято считать законченным, когда напряжение на конденсаторе уменьшается до 5% от значения E_0, т. е: за время $t = 3\tau_C$.

Если при включении конденсатора на нем уже есть начальное напряжение заряда u_{C0} с полярностью противоположной источнику, то

$$u_C = E_0 - (E_0 + u_{C0})\, e^{-\frac{t}{RC}}.$$

Полученная зависимость описывает закон изменения напряжения на конденсаторе при его перезарядке. Из данного выражения следует, что при $t \gg \tau_C$ на конденсаторе устанавливается напряжение $u_C = E_0$ и перезарядка заканчивается. Кривая перезарядки конденсатора

показана на рис. 238. Отрезок времени Δt_1 соответствует разряду конденсатора от напряжения u_{C0} до нуля, а отрезок Δt_2 — зарядке до напряжения E_0 с новой полярностью.

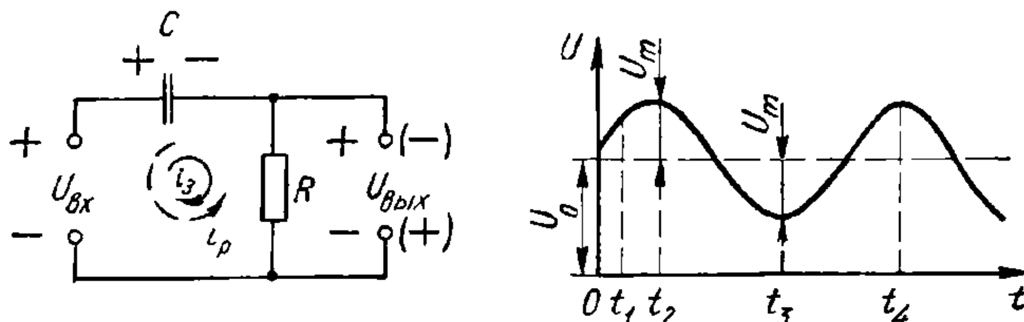


Рис. 239. Пульсирующее напряжение в цепи RC.

Время разряда конденсатора в процессе перезарядки (Δt_1) меньше, чем при обычном разряде через резистор R. Это объясняется тем, что ток при перезарядке под действием суммы э. д. с. E_0 и напряжения u_{C0} протекает больший, чем при обычном разряде. Поэтому за каждую единицу времени с обкладок конденсатора уходит больше зарядов и, следовательно, весь процесс разряда происходит быстрее.

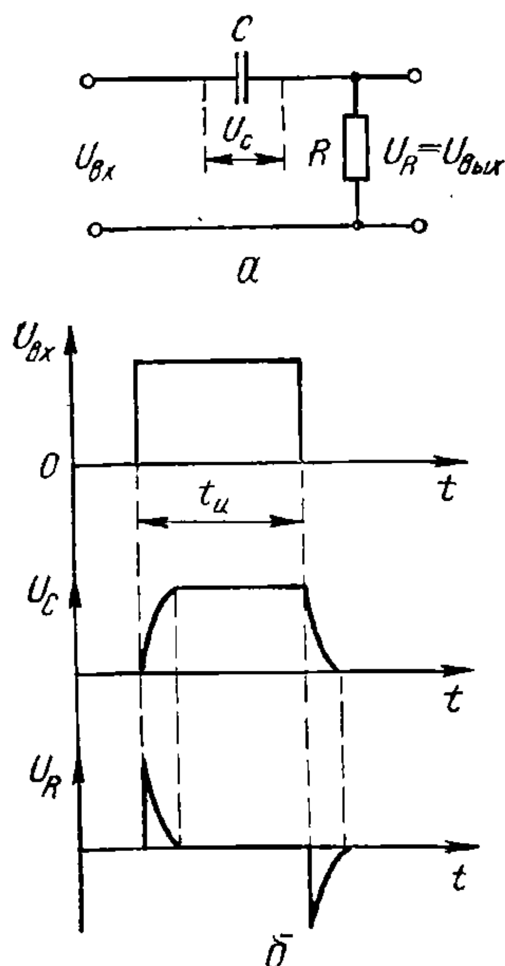


Рис. 240. Дифференцирующая цепь RC:
а — схема; *б* — временные диаграммы.

В цепи, содержащей конденсатор и активное сопротивление, при воздействии на нее пульсирующего напряжения (рис. 239) в течение промежутка времени до t_2 конденсатор заряжается до наибольшего напряжения, равного сумме постоянной составляющей U_0 и переменной составляющей U_m. Затем происходит разряд до момента t_3 и напряжение на обкладках понижается до разности составляющих $U_0 — U_m$. В момент t_3 снова начинается зарядка конденсатора и т. д. При зарядке ток протекает от клеммы «+» источника к клемме «—», во время разряда роль источника выполняет конденсатор и ток течет от левой, положительно заряженной обкладки, к правой (штриховая стрелка). Таким образом, при наличии конденсатора под действием пульсирующего напряжения в цепи возникает переменный ток, и, следовательно, конденсатор не пропускает постоянной составляющей тока. Переменный ток создает на резисторе R переменное падение напряжения, т. е. конденсатор не пропускает также постоянную составляющую входного напряжения.

При параллельном включении резистора и конденсатора, если к цепи приложено пульсирующее напряжение, то переменная составляющая проходит через конденсатор, а постоянная — через резистор R.

Если на вход RC — цепочки (рис. 240) некоторое время приложено

постоянное напряжение U_0, то за время существования этого напряжения конденсатор успевает зарядиться до U_0 и напряжение выхода на резисторе R равно нулю, так как $i = 0$. Если изменить входное напряжение скачкообразно до U_1, то в первое мгновение в цепи на резисторе R действует напряжение скачка

$$U_{вых} = U_1 - U_0.$$

Поэтому при быстрых (скачкообразных) изменениях входного напряжения конденсатор беспрепятственно пропускает эти скачки напряжения.

Реакция последовательной цепи RC (рис. 240, *а*) на действие импульсного напряжения зависит от соотношения между постоянной времени τ_C и длительностью импульса $t_и$. При $\tau_C \ll t_и$, когда на входные клеммы поступает фронт прямоугольного импульса, конденсатор пропускает «скачок» и $U_{вых} = U_{вх}$.

Затем происходит быстрая зарядка конденсатора, и ток в цепи уменьшается. Во время зарядки напряжение на конденсаторе (U_C) возрастает, а на резисторе R (U_R) уменьшается до нуля (рис. 240, *б*). После окончания входного импульса конденсатор разряжается и на резисторе R образуется короткий импульс обратной полярности. Если напряжение снимать с резистора R, как это показано на рис. 240, *а*, то образуется цепь, которая называется дифференцирующей. Действительно, при $\tau_C \ll t_и$ сопротивлением резистора R можно пренебречь по сравнению с сопротивлением конденсатора и ток в цепи

$$i \approx C \frac{dU_{вх}}{dt}.$$

Напряжение U_R на выходе цепи

$$U_{вых} = iR \approx RC \frac{dU_{вх}}{dt},$$

т. е. выходное напряжение пропорционально производной входного напряжения. Точность дифференцирования возрастает по мере уменьшения постоянной времени цепи. Амплитуда выходного импульса дифференцирующей цепи, соответствующая фронту входного импульса, когда $t_ф \ll \tau_C$, определяется выражением

$$U_{m вых} \approx U_{вх} \frac{R}{R_{ист} + R},$$

где $R_{ист}$ — внутреннее сопротивление источника входного сигнала.

Величину емкости конденсатора C необходимо выбирать значительно большей, чем паразитные емкости схемы.

При $\tau_C \gg t_и$ за время действия импульса напряжение на конденсаторе практически не меняется, поэтому форма выходного напряжения на резисторе R мало отличается от входного. Такая цепь называется переходной.

Если в последовательной цепи RC при большой постоянной времени ($\tau_C \gg t_и$) снимать напряжение с конденсатора (рис. 241, *а*), то образуется так называемая интегрирующая цепь. Напряжение на выходе такой цепи пропорционально интегралу от входного напряжения. Пренебрегая влиянием емкостного сопротивления по сравнению с активным,

получаем

$$i \approx \frac{U_{вх}}{R}.$$

Выходное напряжение, снимаемое с конденсатора,

$$U_{вых} = U_C = \frac{1}{C}\int i dt \approx \frac{1}{RC}\int U_{вх} dt.$$

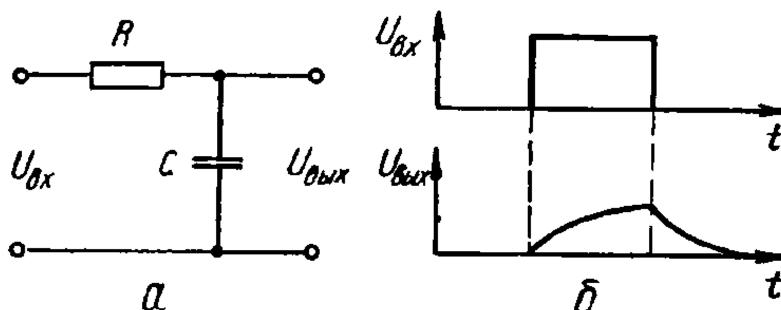


Рис. 241. Интегрирующая цепь RC:
а — схема; *б* — временные диаграммы.

Точность интегрирования возрастает по мере увеличения постоянной времени. Практически точное интегрирование можно получить при условии $\tau_C \geqslant 10\, t_и$.

Интегрирующие цепи применяются для сглаживания напряжения и для получения напряжения пилообразной формы. При подаче на вход интегрирующей цепочки одиночного прямоугольного импульса напряжение на выходе представляет собой две экспоненты (рис. 241, *б*): нарастающую (зарядка конденсатора) и спадающую (разряд конденсатора)

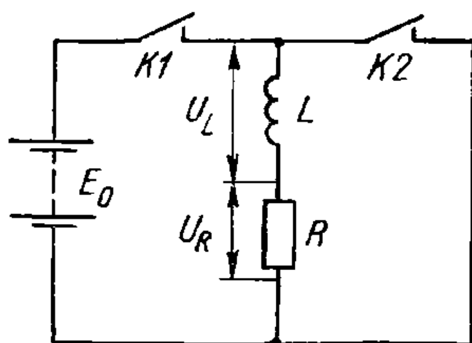


Рис. 242. Схема, поясняющая процессы зарядки и разряда катушки индуктивности.

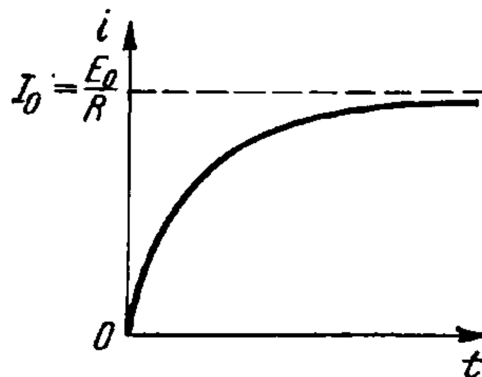


Рис. 243. График изменения тока в процессе зарядки катушки.

Напряжение на выходе интегрирующей цепи по истечении времени $t = t_и$:

$$U_{вых} \approx U_{вх}\frac{t_и}{\tau_C}.$$

В электрической цепи, состоящей из источника E_0, катушки индуктивности L и резистора R (рис. 242) при замкнутом ключе K_1 и разомкнутом K_2 в любой момент времени t после начала зарядки индуктивности ток в цепи

$$i = \frac{E_0}{R}\left(1 - e^{-\frac{R}{L}t}\right).$$

С увеличением времени ток i возрастает (рис. 243). Штриховая горизонтальная линия представляет собой то значение $i = I_0 = \frac{E_0}{R}$, к которому приближается ток с течением времени.

Отношение $\frac{L}{R} = \tau_L$ имеет размерность времени (с) и называется постоянной времени цепи. Она характеризует скорость возрастания функции: чем меньше это отношение, тем больше скорость.

За время $t = \tau_L$ ток катушки

$$i = 0{,}63 I_0,$$

т. е. достигает 63% своего конечного значения. Зарядка считается законченной, когда ток достигает 95% от значения I_0. Это происходит за время $t = 3\tau_L$ после начала зарядки.

Падение напряжения на резисторе R

$$U_R = iR \text{ или}$$

$$U_R = E_0 (1 - e^{-\frac{R}{L}t}).$$

Напряжение на индуктивности

$$U_L = L \frac{di}{dt} = E_0 \mathrm{e}^{-\frac{R}{L}t}.$$

В момент $t = 0$ напряжение на R

$$U_{R(t=0)} = E_0 (1 - \mathrm{e}^{-\frac{R}{L}\cdot 0}) = 0,$$

а напряжение на индуктивности

$$U_{L(t=0)} = E_0 \mathrm{e}^{-\frac{R}{L}\cdot 0} = E_0,$$

т. е. в момент замыкания цепи все напряжение приложено к индуктивности. Затем напряжение U_R возрастает, а напряжение U_L убывает по экспоненциальному закону.

После отключения источника питания, т. е. после одновременного замыкания ключа K_2 и размыкания K_1 (рис. 242) происходит разряд индуктивности. Ток разряда индуктивности

$$i = I_0 \mathrm{e}^{-\frac{R}{L}t}.$$

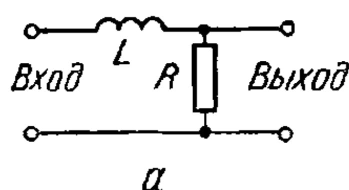
Изменение напряжений U_R и U_L во времени при разряде индуктивности:

$$U_R = iR = I_0 R \mathrm{e}^{-\frac{R}{L}t};$$

$$U_L = L \frac{di}{dt} = -I_0 R \mathrm{e}^{-\frac{R}{L}t},$$

т. е. напряжения убывают по экспоненциальному закону.

Если в электрическую цепь, состоящую из индуктивности L и активного сопротивления R (рис. 244, *а*), подать импульс напряжения прямоугольной формы (рис. 244, *б*), то реакция цепи на действие импульса зависит от соотношения между постоянной времени τ_L и длительностью импульса $t_и$. Для случая $\tau_L \ll t_и$, когда на входные клеммы поступает фронт импульса, ток в цепи, а следовательно, и U_R быстро нарастают за время t до максимального установившегося значения, после чего в цепи протекает постоянный ток



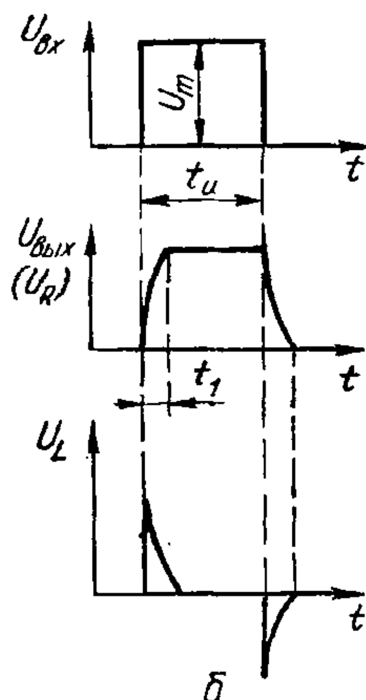


Рис. 244. Дифференцирующая цепь LR:
а — схема; *б* — временные диаграммы.

$$I_0 = \frac{U_m}{R}.$$

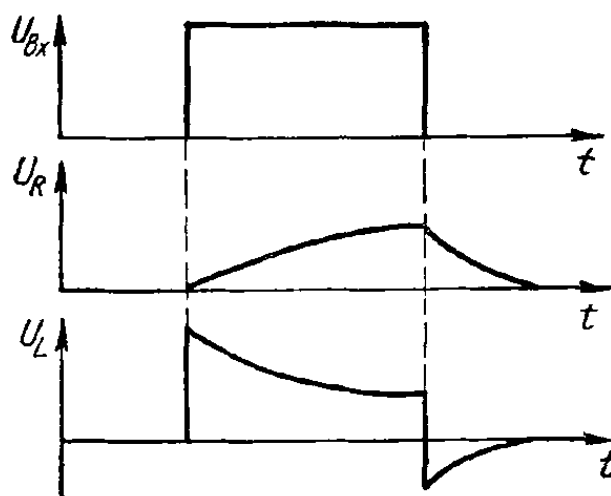


Рис. 245. Временные диаграммы для цепи LR при большой постоянной времени.

В момент прекращения входного импульса начинается разряд индуктивности, во время которого ток быстро уменьшается по экспоненциальному закону. Форма кривой падения напряжения на резисторе R точно соответствует форме тока, поэтому сигнал на выходных клеммах $U_{вых}$ мало отличается от сигнала на входе (рис. 244, *б*). Форма напряжения на индуктивности U_L отличается от сигнала на активном сопротивлении. При скачкообразном увеличении входного сигнала на L возникает э. д. с. самоиндукции, которая полностью уравновешивает напряжение источника. Затем, по мере увеличения тока, эта э. д. с. быстро уменьшается. В дальнейшем во время, когда $U_R = U_m$, э. д. с. самоиндукции равна нулю, а в момент среза — возникает э. д. с. самоиндукции обратной полярности. Такая цепь является дифференцирующей.

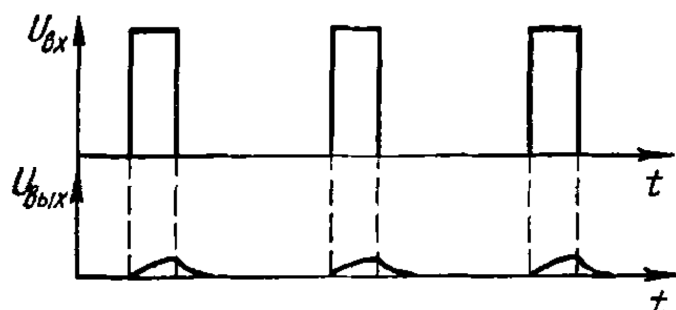


Рис. 246. Прямоугольные импульсы с большой скважностью.

Для случая $\tau_L > t_и$ процессы, происходящие в такой цепи, показа-

пы на рис. 245. Ток нарастает медленно и до окончания импульса не успевает достигнуть $I_0 = \frac{U_m}{R}$. Уменьшение тока также затянуто и на резисторе R образуется напряжение пилообразной формы. На индуктивности напряжение существует в течение всей длительности импульса, причем величина его за это время изменяется незначительно. Если напряжение снимается с резистора R, то цепь является интегрирующей. При подаче на вход последовательной цепи RL периодической последовательности прямоугольных импульсов малой длительности с большими промежутками между отдельными импульсами (рис. 246) при $\tau_L \gg t_и$ за время существования одного импульса катушка не успеет сколько-нибудь заметно зарядиться и ток в цепи будет близок к нулю. Поэтому на резисторе, т. е. на выходных клеммах, напряжение практически будет отсутствовать. Можно считать, что цепь LR пропустила только постоянную составляющую входного сигнала, так как постоянная составляющая такой последовательности импульсов близка к нулю.

4. Искусственные линии

Для задержки коротких видеоимпульсов ($t_и$ до десятков микросекунд) используются электрические искусственные линии, для задержки импульсов с длительностью от десятков до тысяч микросекунд — ультразвуковые линии задержки.

Электрическая искусственная линия состоит из определенного количества одинаковых LC звеньев (ячеек), соединенных в последовательную цепь (рис. 247).

При подаче видеоимпульса на вход искусственной линии он появится на выходе через время

$$t_з = n\sqrt{L_1C_1},$$

где n — количество ячеек; $L1$, $C1$ — соответственно индуктивность и емкость одной ячейки.

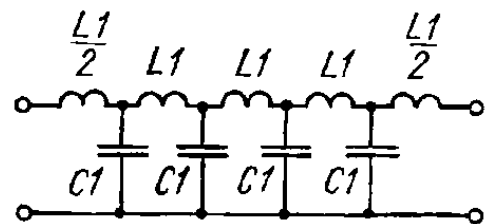


Рис. 247. Схема электрической искусственной линии.

Для получения минимальных искажений формы импульса необходимо сопротивление нагрузки выбирать равным волновому сопротивлению линии:

$$R_н = W = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}.$$

Приближенное значение емкости и индуктивности одной ячейки можно определить по формулам:

$$C_1 \approx \frac{t_и}{2\pi R_н}; \qquad L_1 \approx \frac{R_н t_и}{2\pi}.$$

Количество ячеек

$$n = \frac{t_з}{t_{з1}},$$

где $t_з$ — заданное время задержки; $t_{з1}$ — время задержки одной ячейки.

Многоячеечные искусственные линии обеспечивают время задержки от единиц до десятков микросекунд. Для получения весьма малого времени задержки, меньше микросекунды, применяют однородные линии

или отрезки кабельных линий. Однородная искусственная линия выполняется в виде спирали, намотанной на гибкий диэлектрический стержень. Стержень со спиралью помещается внутрь медной оплетки, а снаружи надевается защитная оболочка из полихлорвинила. Индуктивность такой линии образуется витками спирали, а вместо конденсаторов используется емкость между спиралью и оплеткой.

Волновое сопротивление однородной линии

$$W = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}},$$

где $L1$ и $C1$ — погонные индуктивность и емкость, т. е. индуктивность и емкость единицы длины линии.

Погонная индуктивность

$$L_1 = \mu \frac{\pi^2 d^2}{h^2} \cdot 10^{-3},$$

где d — средний диаметр спирали, см; h — шаг намотки, см; μ — магнитная проницаемость сердечника.

Погонная емкость зависит от конструкции линии ($C_1 \approx 10 \div 20$ пФ/см).

В ультразвуковых линиях задержки используется преобразование электрических колебаний в механические и обратно. Структурная схема устройства с ультразвуковой линией задержки приведена на рис. 248.

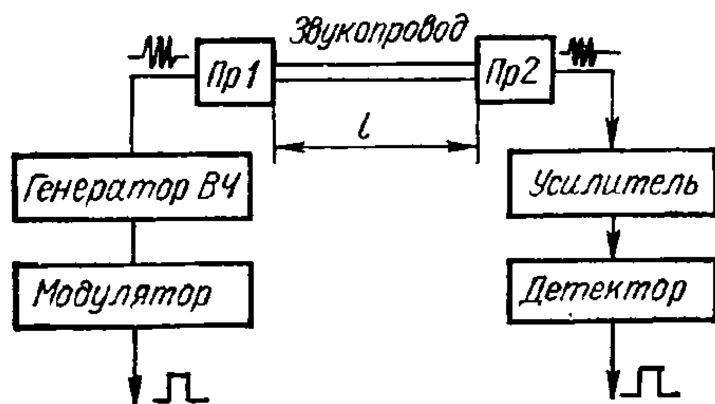


Рис. 248. Структурная схема устройства с ультразвуковой линией задержки.

Видеоимпульс поступает на импульсный модулятор, управляющий работой генератора высокочастотных колебаний, в результате чего происходит преобразование видеоимпульса в радиоимпульс. При воздействии радиоимпульса на электромеханический преобразователь $Пр_1$ (кварцевую пластину или магнитострикционный датчик) вдоль звукопровода распространяется ультразвуковая волна. Через время задержки $t_з$ ультразвуковые колебания поступают на выходной преобразователь, который превращает механические колебания в электрические. После усиления эти колебания поступают на амплитудный детектор, с выхода которого снимают задержанный видеоимпульс. Время задержки определяется скоростью распространения ультразвука v в материале звукопровода и длиной линии l:

$$t_з = \frac{l}{v}.$$

В качестве материала звукопровода чаще всего используются плавленый кварц, сплавы магния, а также ртуть.

В магнитострикционных линиях задержки используется явление магнитострикции, которое заключается в изменении размеров некоторых ферромагнитных материалов при воздействии на них магнитного поля.

5. Амплитудные ограничители

Ограничители служат для ограничения амплитуды сигнала на заданном максимальном уровне.

Величина ограничивающего напряжения называется уровнем (порогом) ограничения. Различают ограничители сигналов снизу, сверху и двухсторонние.

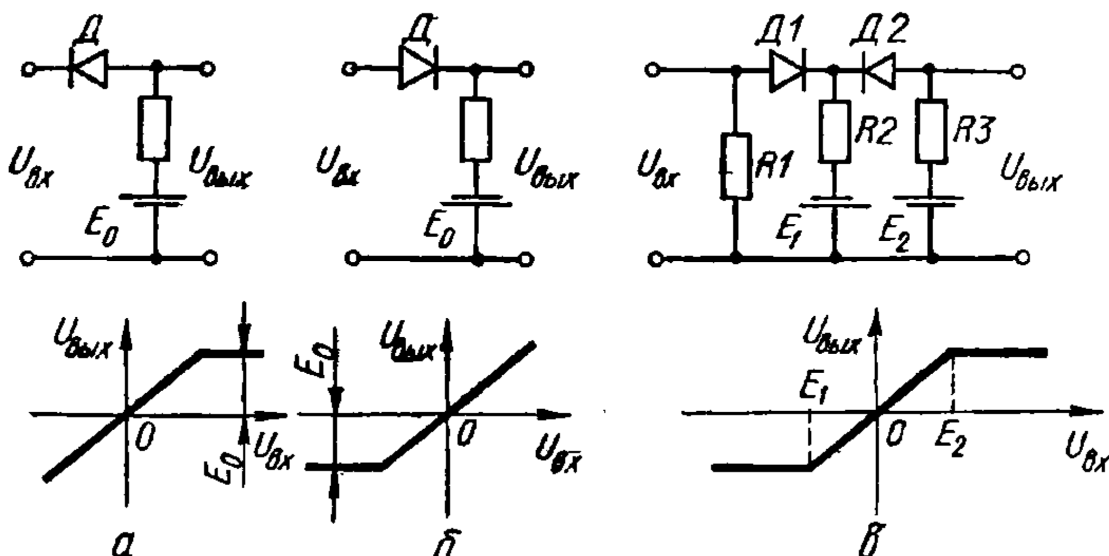


Рис. 249. Схемы последовательных диодных ограничителей и их амплитудные характеристики с ограничением сигналов:
а — сверху; *б* — снизу; *в* — двухсторонние.

В качестве нелинейного элемента ограничителя может быть использован любой элемент, имеющий нелинейную вольт-амперную характеристику (ламповый или полупроводниковый диод, усилительная лампа, транзистор, специальное нелинейное сопротивление).

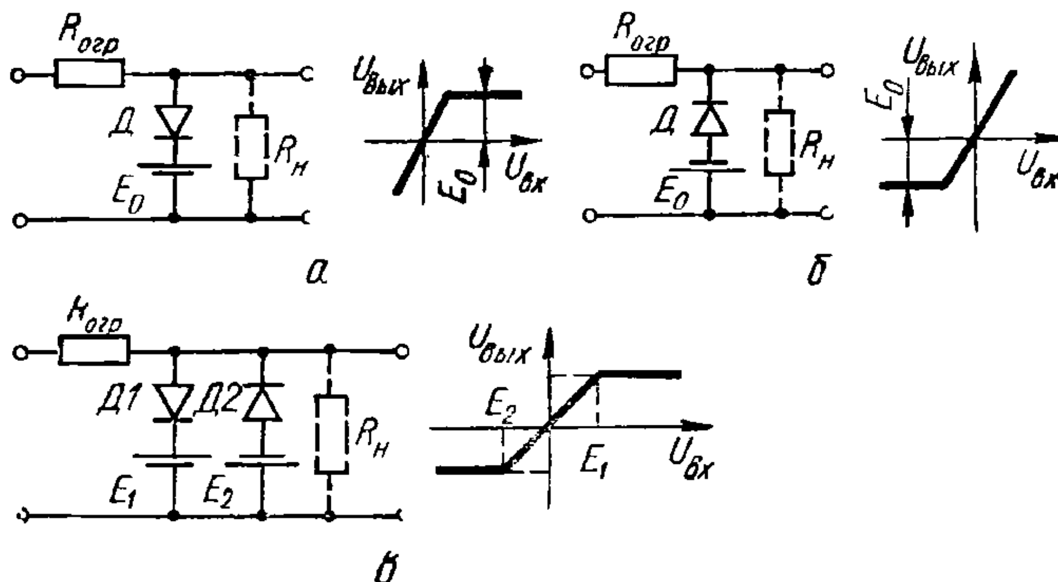


Рис. 250. Схемы параллельных диодных ограничителей и их амплитудные характеристики с ограничением сигнала:
а — сверху; *б* — снизу; *в* — двухсторонние.

На рис. 249 показаны схемы последовательных диодных ограничителей, в которых диод включается последовательно с сопротивлением нагрузки.

Для установления порога ограничения последовательно с нагрузочным сопротивлением включается источник смещения. Когда диоды

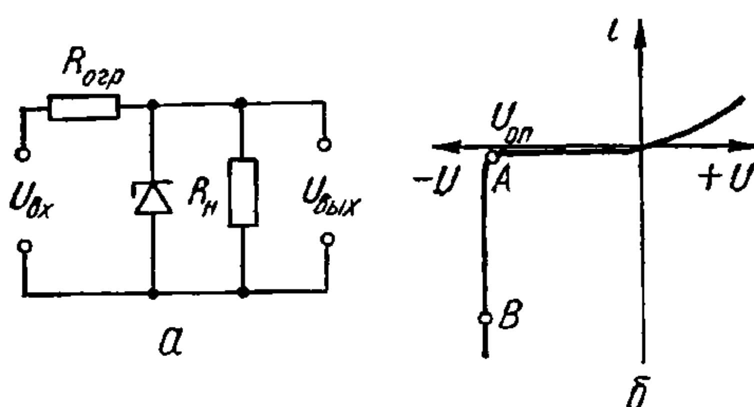


Рис. 251. Ограничитель с опорным диодом.

заперты, на выходе действует напряжение источника E_0. Если под действием входного напряжения потенциал анода превышает потенциал катода, диоды отпираются и на сопротивлении $R_н$ создается падение напряжения, которое практически повторяет входное напряжение. Параметры схемы выбираются из условия

$$R_д \ll R_н \ll R_{д.обр},$$

где $R_д$ и $R_{д.обр}$ — прямое и обратное сопротивление диода.

На рис. 250 показаны схемы параллельных диодных ограничителей. Для нормальной работы параллельных ограничителей необходимо выполнение условия

$$R_д \ll R_{огр} \ll R_н \ll R_{д.обр}.$$

В данных схемах при запертых диодах выходное напряжение практически повторяет входное.

Когда диоды открыты, их малое прямое сопротивление шунтирует сопротивление нагрузки и почти все входное напряжение падает на резисторе $R_{огр}$.

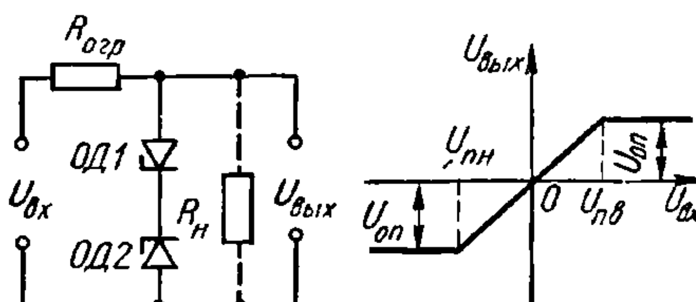


Рис. 252. Двухсторонний ограничитель на опорных диодах:
а — схема; *б* — амплитудная характеристика.

В качестве нелинейных элементов ограничителей иногда используют опорные диоды (стабилитроны), для которых характерен «пробойный режим» (рис. 251, *а*). При определенной величине обратного напряжения в стабилитроне возникает восстанавливаемый пробой, что позволяет использовать в качестве рабочего участок *AB* вольтамперной характеристики (рис. 251, *б*). Порог ограничения определяется величиной опорного напряжения $U_{оп}$, которое зависит от типа диода. Схема двустороннего ограничителя на опорных диодах и его амплитудная характеристика показаны на рис. 252.

6. Фиксаторы уровня

При прохождении периодической последовательности импульсов через цепь с последовательно включенным конденсатором (например, через переходную *RC*-цепь) постоянная составляющая входного сигнала не проходит. Если входные импульсы однополярные и длительность импульса равна половине периода (рис. 253, *а*), то потеря постоянной составляющей выражается в том, что выходные импульсы становятся разнополярными и симметричными относительно оси абсцисс.

Если длительность входных импульсов больше паузы между ними (рис. 253, *б*), то выходные импульсы становятся асимметричными отно-

сительно оси абсцисс с преобладанием отрицательных импульсов. Постоянная составляющая импульсов с большой скважностью (рис. 227, *в*) очень мала, поэтому форма выходных импульсов почти не изменяется.

В некоторых случаях потеря постоянной составляющей импульсов крайне нежелательна, особенно при визуальном наблюдении сигналов на экране электронно-лучевых трубок. Для восстановления постоян-

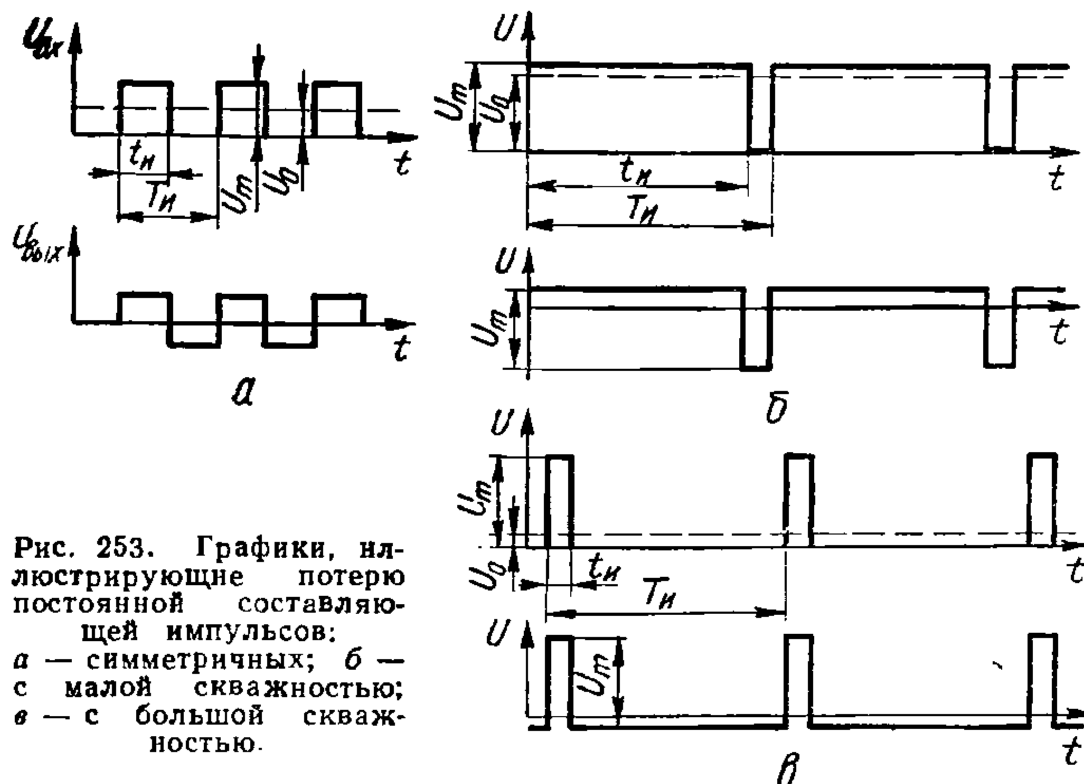


Рис. 253. Графики, иллюстрирующие потерю постоянной составляющей импульсов:
а — симметричных; *б* — с малой скважностью; *в* — с большой скважностью.

ной составляющей входного сигнала применяются фиксаторы уровня. Различают фиксаторы сверху, когда осуществляется привязка верха (вершины положительного или основания отрицательного импульса) к определенному постоянному напряжению на выходе, и фиксаторы снизу, когда осуществляется привязка к постоянному выходному напряжению низа (вершины отрицательного или основания положительного импульса). Напряжение, к которому привязываются выходные импуль-

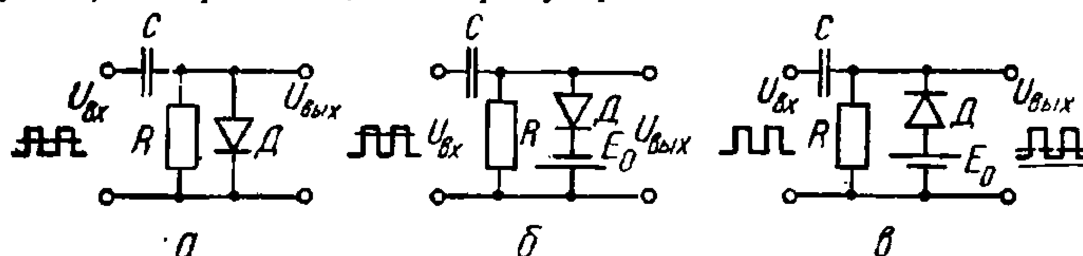


Рис. 254. Схемы диодных фиксаторов уровня:
а, *б* — сверху; *в* — снизу.

сы, называется уровнем фиксации. Схемы диодных фиксаторов сверху приведены на рис. 254, *а*, *б*.

Для нормальной работы фиксаторов сверху должно быть:

$$R_д C \ll t_и; \qquad R_д \ll R; \qquad CR \gg T_и,$$

где $T_и$ — период повторения импульсов; $R_д$ — сопротивление открытого диода.

Если на вход схемы (рис. 254, *а*) поступает сигнал, не имеющий постоянной составляющей, то в отрицательный полупериод диод *Д* заперт и происходит незначительная зарядка конденсатора, а в положи-

тельный полупернод конденсатор полностью заряжается через открытый диод. Поэтому к началу следующего периода конденсатор оказывается разряженным и форма выходного напряжения практически соответствует форме входного. Добавление постоянной составляющей во входной сигнал не изменит работы схемы, поэтому нулевой уровень фнксации сохранится.

Для получения положительного или отрнцательного уровня фиксации необходимо последовательно в цепь диода включить источник смещения E_0 (рис. 254, *б*).

Схема фиксатора уровня снизу и соответствующие графнки показаны на рис. 254, *в*. Параметры данной схемы выбираются из условий:

$$RC \gg t_и; \qquad R_д \ll R; \qquad CR_д \ll T_н.$$

7. Блокинг-генераторы

Импульсные генераторы служат для создания импульсов напряжения и тока соответствующей формы.

Различают следующне режимы работы импульсных генераторов:

1. Автоколебательный режим, при котором генерация импульсов происходит непрерывно пока включены источники питания.

2. Заторможенный (ждущий) режим, при котором нормальным для генератора является режим покоя. Для того чтобы такой генератор выработал один нмпульс, необходимо подать на его вход запускающий сигнал. При этом параметры выходного импульса не зависят от запускающего, а определяются параметрами схемы генератора.

3. Режим синхронизации, который характерен тем, что нмпульсный автогенератор подвергается воздействию внешнего (синхронизирующего) сигнала, в результате чего частота генерируемых импульсов становнтся равной частоте синхроннзирующего снгнала.

4. Режим деления частоты, который подобен режиму синхронизации. Различие состоит в том, что в режиме деления частота $f_г$ генерируемых импульсов в целое число раз меньше частоты $f_с$ синхронизирующего сигнала; $f_г = \frac{f_с}{n}$, где $n = 2, 3...$ (при $n = 1$ возникает режим снихронизации).

Блокинг-генератор является однокаскадным генератором прямоугольных импульсов. Простейший ламповый блокинг-генератор состоит из электронной лампы, импульсного трансформатора *ИТр*, резистора *R* и конденсатора *C* в цепи сетки и нсточников питания (рис. 255, *а*). Первичная обмотка I импульсного трансформатора включена в анодную цепь лампы, а вторнчная II — в сеточную цепь. Обмотка III является выходной обмоткой. В некоторых случаях импульсный трансформатор не имеет третьей обмотки, тогда напряжение снимается иепосредственно с аиода лампы или со специального резистора, включенного в цепь катода. Между обмотками I и II существует сильная магнитная связь, что обусловлеио ферромагнитным сердечником. При включении анодного источника в цепи появляется ток и возникает магнитный поток обмотки I, который наводит на обмотке II э. д. с. полярностью: «+» в точке *б* и «—» в точке *а*. В это мгновение конденсатор *C* не оказывает сопротивления току i_C и поэтому все иапряжение обмотки III оказывается приложенным к участку сетка — катод лампы. Положительный потеициал на сетке вызывает дальнейшее увеличение анодного тока, а это, в свою очередь, приводит к возрастанию напряжения на вторичной

обмотке *ИТр*. Возникает лавинообразный процесс резкого возрастания входного тока и одновременного уменьшения анодного напряжения.

Во время скачка анодного тока в случае идеального импульсного трансформатора первичная обмотка I оказывает источнику только активное сопротивление. Описанный лавинообразный процесс может возникнуть тогда, когда любое увеличение напряжения $U_{II} = M\frac{di_a}{dt}$, вызывает возрастание анодного тока, а также его скорости возрастания,

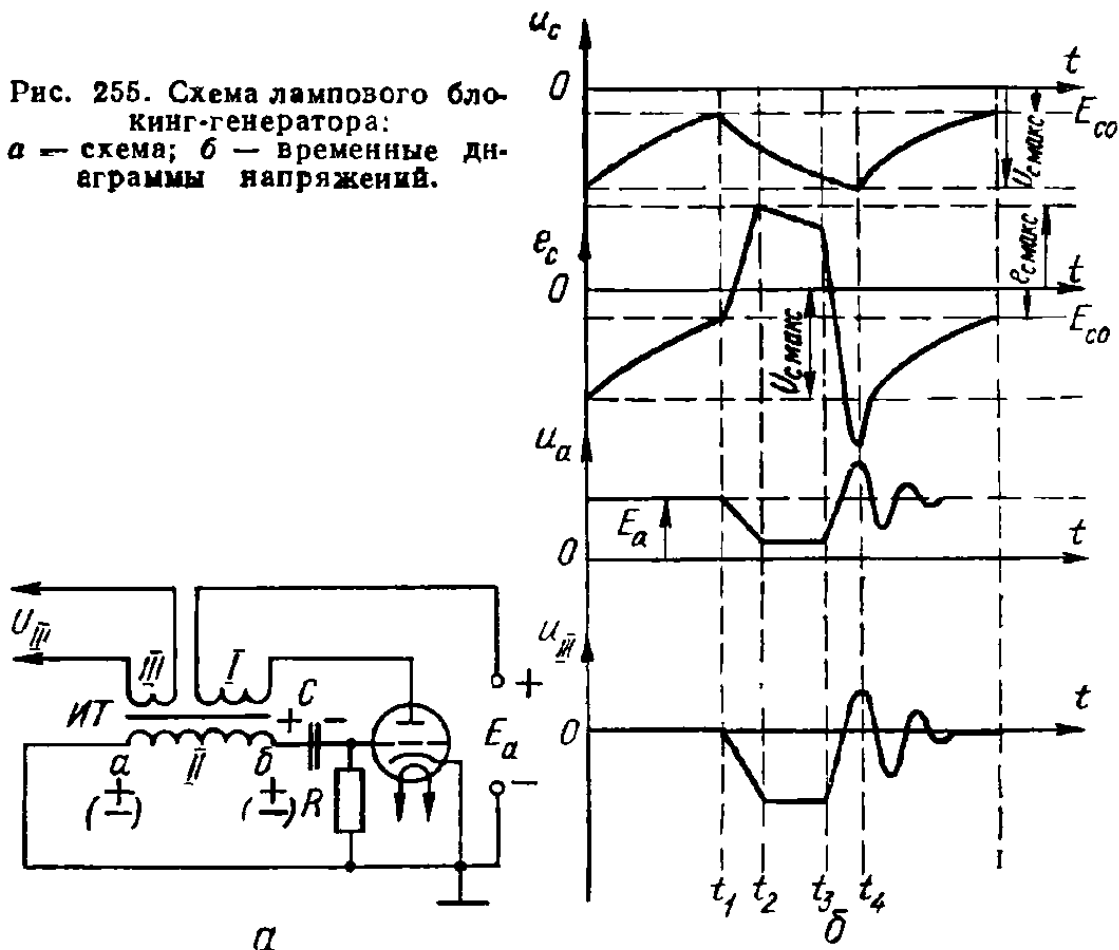


Рис. 255. Схема лампового блокинг-генератора: *а* — схема; *б* — временные диаграммы напряжений.

т. е. необходимо, чтобы вторая производная анодного тока была положительной, т. е.

$$\frac{d^2 i_a}{dt^2} > 0.$$

Первая фаза работы блокинг-генератора характеризуется лавинообразным нарастанием анодного и сеточного токов и резким уменьшением анодного напряжения.

Когда рабочая точка попадает в область малой крутизны характеристики (на верхний изгиб), скорость нарастания анодного тока уменьшается. Уменьшение анодного напряжения и большая величина сеточного тока приводит к тому, что настанет момент, когда условие $\frac{d^2 i_a}{dt} > 0$ перестает выполняться. Напряжение на сетке достигает своего максимума и наступает следующая фаза импульса — сравнительно медленное изменение напряжений и токов (плоская часть импульса). В этой фазе импульса напряжение на сетке медленно уменьшается, однако это почти не вызывает заметного ослабления анодного тока вследствие малой крутизны характеристики лампы в этой области. На сетке действует

значительное напряжение положительной полярности, которое обусловливает протекание сеточного тока, который может стать соизмеримым с анодным током, а иногда и превысить его. Во время второй фазы конденсатор *C* заряжается сеточным током. Полярность напряжения на конденсаторе «—» к сетке лампы и «+» на левой обкладке. По мере зарядки конденсатора *C* напряжение между сеткой и катодом понижается, что приводит к смещению рабочей точки в область ламповой характеристики, где крутизна принимает все большие значения. В некоторый момент времени крутизна характеристики достигнет такой величины, при которой станет возможным обратный лавинообразный процесс: небольшое уменьшение сеточного напряжения вызывает резкое уменьшение анодного тока. Это приводит к дальнейшему понижению напряжения на вторичной обмотке и, следовательно, на сетке лампы, что в свою очередь уменьшает анодный ток. Обратный лавинообразный процесс происходит настолько быстро, что напряжение на конденсаторе можно считать неизменным. Третья фаза — обратный лавинообразный процесс — заканчивается запиранием лампы. Во время уменьшения анодного тока полярность на обмотках *ИТр* изменяется и между сеткой и катодом оказывается отрицательное напряжение, равное сумме напряжений на конденсаторе и на вторичной обмотке *ИТр*.

Когда лампа запирается, анодный ток равен нулю. Наступает четвертая, последняя фаза периода работы блокинг-генератора. В это время энергия, запасенная в магнитном поле *Итр* ввиду малости постоянных времени, определяемых индуктивностями обмоток и сопротивлениями схемы, быстро исчезает. Это приводит к «выбросам» напряжений на аноде и на сетке.

Разряд конденсатора *C* происходит через вторичную обмотку *ИТр* и резистор *R*. Так как постоянная времени *RC* велика, то разряд происходит сравнительно медленно. Когда потенциал на сетке достигает величины E_{c_0} (напряжение отсечки), лампа отпирается, появляется анодный ток, который наводит на сеточной обмотке положительную э. д. с. и процесс повторяется.

Графики напряжений на конденсаторе *C*, сетке и аноде лампы блокинг-генератора, а также на обмотке III приведены на рис. 255, *б*. В течение времени $t_1 - t_2$ происходит прямой лавинообразный процесс, при котором напряжение на сетке резко возрастает, а на аноде — уменьшается. Отрезок времени $t_2 - t_3$ соответствует второй фазе, когда происходит зарядка конденсатора *C*, а напряжение на сетке и аноде изменяется незначительно. Третья фаза $t_3 - t_4$ характеризуется обратным лавинообразным процессом, который заканчивается запиранием лампы. Из графиков видно, что в конце третьей фазы напряжение на сетке превышает максимальное напряжение на конденсаторе $U_{C_{макс}}$, а анодное напряжение имеет большую величину, чем анодный источник, что связано с изменением полярности на обмотках *ИТр*. Вследствие того, что в схеме блокинг-генератора всегда имеются паразитные емкости (междувитковые емкости *ИТр*, междуэлектродные емкости лампы), они совместно с индуктивностями обмоток образуют колебательные контуры, в которых при запирании лампы «ударно» возникают затухающие колебания. Описанные паразитные колебания изображены на графике анодного напряжения. В течение четвертой фазы ($t_4 - t_5$) происходит медленный разряд конденсатора по экспоненциальному закону.

График напряжения на выходной обмотке соответствует анодному напряжению, но без постоянной составляющей. Как видно из графика, форма выходного импульса близка к прямоугольной. Полярность импульса может быть любой в зависимости от того, относительно какой

клеммы обмотки III отсчитывать знак, т. е. потенциал какой клеммы считать нулевым (нулевую клемму обычно заземляют).

Длительность импульса определяется временем зарядки конденсатора C через сопротивление участка сетка — катод лампы. Период повторения импульсов зависит в основном от времени паузы, в течение которой происходит разряд конденсатора C через R. Длительность

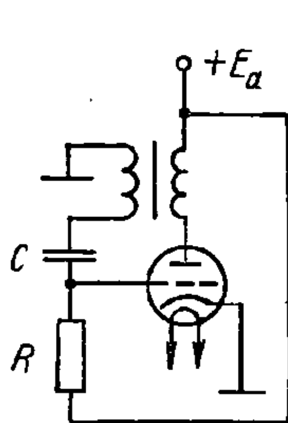


Рис. 256. Схема блокинг-генератора с положительной сеткой.

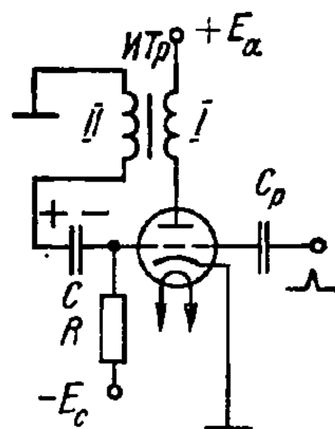


Рис. 257. Схема ждущего блокинг-генератора.

импульса $t_и$ и период $T_и$ можно определить по следующим приближенным формулам:

$$t_и \approx 2 \frac{U_{с\ макс}}{i_{с\ макс}} C; \qquad T_и = RC \ln \left[1 + \frac{i_{с\ макс}\, t_и}{2C\,|E_{с0}|} \right],$$

где $U_{с\ макс}$ — максимальное напряжение на сетке лампы;
$i_{с\ макс}$ — наибольший сеточный ток.

Длительность импульса подбирают изменением величины емкости конденсатора C, а частоту следования импульсов — сопротивлением резистора R.

Наличие в блокинг-генераторе одной лампы обусловливает его высокую экономичность. Кроме того, блокинг-генератор позволяет получить импульсы очень малой длительности (0,1 мкс и меньше) при большом периоде повторения (до десятков миллисекунд).

К недостаткам блокинг-генератора относится невозможность получения импульсов большой длительности (более 20—30 мкс) и низкая стабильность частоты повторения вследствие непостоянства напряжения отсечки $E_{с0}$. Последний недостаток частично устраняется в схеме блокинг-генератора с положительной сеткой (рис. 256).

В данной схеме при запертой лампе происходит начало процесса перезарядки конденсатора, так как он подключен через R к источнику анодного питания. Перезарядка происходит с большей скоростью, чем зарядка, поэтому экспонента в области пересечения с линией $E_{с0}$ имеет большую крутизну и стабильность повышается.

На рис. 257 изображена схема ждущего блокинг-генератора. На сетку лампы подается напряжение смещения — $E_с$, величина которого достаточна для запирания лампы. В это время конденсатор C заряжен до напряжения $E_с$ с полярностью «—» к сетке лампы и «+» к катоду. Схема находится в устойчивом состоянии до момента поступления

короткого запускающего импульса. Запуск можно осуществить различными способами: подачей положительного импульса на сетку лампы либо отрицательного импульса на анод.

В схеме (рис. 257) запуск производится положительным импульсом поступающим на сетку. Его амплитуда должна быть достаточной для отпирания лампы. В момент отпирания появляется анодный ток, который наводит на обмотке II положительную э. д. с. и напряжение на сетке повышается. Это вызывает увеличение анодного тока, и в схеме возникает прямой лавинообразный процесс, совершенно аналогичный такому же процессу в самовозбуждающемся блокинг-генераторе. Раз-

Таблица 55

Данные малогабаритных импульсных трансформаторов

Тип трансформатора	Диапазон длительностей импульсов, мкс	Число витков в обмотках		
		I	II	III
МИТ-0	0,025—0,04	5	5	3
МИТ-10	0,04—0,2	10	10	5
МИТ-7	0,05	12	6	3
МИТ-2	0,12—0,6	25	25	25
МИТ-8	0,25—0,5	25	25	8
МИТ-3	0,26—1,5	50	50	50
МИТ-9	0,5—1,5	50	50	12
МИТ-4	1,5	100	100	100

ница состоит лишь в том, что во время паузы разряд конденсатора происходит не до напряжения отсечки E_{c0}, а до напряжения смещения E_c и лампа остается запертой до прихода следующего запускающего импульса.

На форму генерируемых импульсов большое влияние оказывает импульсный трансформатор. Для получения коротких импульсов необходимо, чтобы количество витков в обмотках было минимальным. Достаточная индуктивность достигается применением сердечника из материала с большой магнитной проницаемостью (пермаллой, феррит, гиперсил и др.).

Рациональная конструкция импульсного трансформатора должна обеспечить минимальную индуктивность рассеяния. Некоторые данные типовых малогабаритных импульсов трансформаторов приведены в табл. 55.

Блокинг-генераторы на транзисторах собираются аналогично блокинг-генераторам на электронных лампах. Схема блокинг-генератора на транзисторе типа *р—n—р* и графики, иллюстрирующие его работу, приведены на рис. 258, *а*, б. Данная схема аналогична ламповой схеме с положительной сеткой. Конденсатор *С*, заряженный во время формирования импульса, с полярностью «+» к базе и «—» к эмиттеру перезаряжается и поддерживает транзистор в запертом состоянии. С течением времени положительное напряжение на базе $U_Б$ убывает и, когда оно достигает напряжения отсечки (практически становится равным нулю), транзистор отпирается. Появляется ток коллектора, который наводит на вторичной обмотке *ИТр* напряжение с полярностью «—» к базе и «+» к эмиттеру (земля). В результате этого происходит дальнейшее нарастание тока коллектора и скорости его возрастания. Одновременно увеличивается ток базы, создавая магнитный поток, размагничивающий сердечник. Вследствие нелинейности характеристики коллекторного

тока прямой лавинообразный процесс быстро заканчивается и начинается вторая фаза блокинг-генератора — формирование плоской части импульса. Во время второй фазы напряжение на коллекторе $U_К$ спадает почти до нуля, а на участке база — эмиттер действует отрицательное напряжение $U_Б$. По мере зарядки конденсатора C напряжение на базе постепенно спадает. Когда коллекторный ток начинает резко убывать, происходит обратный лавинообразный процесс, который заканчивается запиранием транзистора. Во время четвертой фазы конденсатор C разряжается, стремясь к перезаряду до напряжения $E_К$, пока транзистор снова не отпирается. Затем процесс повторяется.

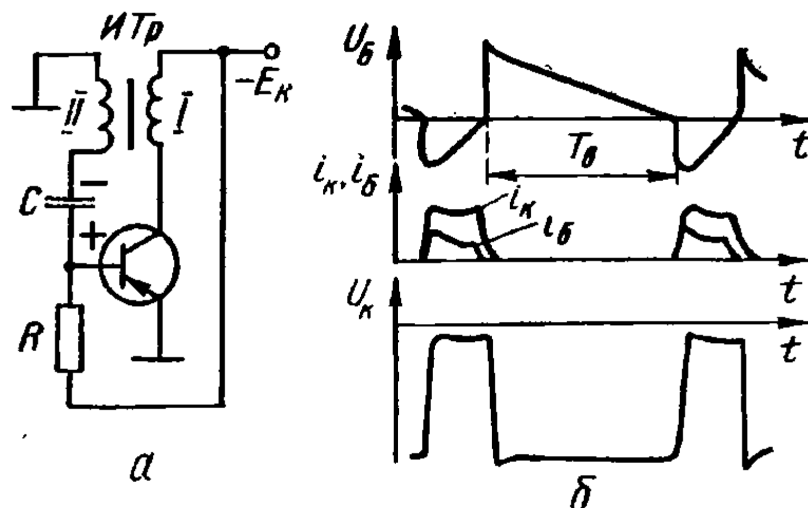


Рис. 258. Блокинг-генератор на транзисторе: *а* — схема; *б* — временные диаграммы.

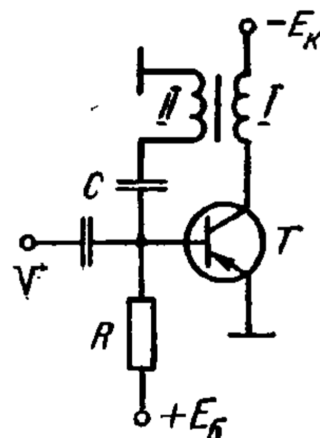


Рис. 259. Схема ждущего блокинг-генератора на транзисторе

На рис. 259 приведена схема ждущего блокинг-генератора на транзисторе.

В работе транзисторного и лампового блокинг-генераторов имеются следующие различия. 1. Процесс разряда конденсатора в транзисторном блокинг-генераторе значительно сложнее, чем в ламповом. Если при разряде в ламповой схеме можно считать, что разрядный ток протекает только через резистор R, то в транзисторной приходится считаться с тем, что сопротивление эмиттерного и коллекторного переходов в обратном направлении не могут быть приняты бесконечными. Поэтому разрядный ток фактически разветвляется: часть его проходит через R, другая часть через участок база — эмиттер и некоторый ток — через участок база — коллектор.

2. Во время скачков напряжения в транзисторном блокинг-генераторе существенную роль играет инерционность транзистора, связанная с диффузией носителей. Известно, что скорость движения носителей в транзисторе намного меньше, чем в лампе, а это приводит к затягиванию процесса перехода блокинг-генератора из одного состояния в другое.

3. Во время нарастания коллекторного тока отрицательное напряжение на базе увеличивается, а на коллекторе уменьшается и оба $p—n$-перехода оказываются открытыми, что соответствует переходу транзистора в режим насыщения. Значительный отрицательный потенциал на базе «притягивает» дырки из области эмиттера и некоторую часть из коллектора, база заполняется неосновными носителями зарядов. Если при этом произойдет лавинообразный процесс, то транзистор не закроется даже при установлении нулевого потенциала на базе, так как коллекторный ток поддерживается дырками, перемещающимися из базы на

коллектор. До тех пор, пока избыточные неосновные носители не перейдут из базы на коллектор, запирание транзистора невозможно.

Все перечисленные особенности работы транзисторных блокинг-генераторов приводят в основном к ухудшению формы импульсов и к ограничению верхнего предела частоты генерируемых колебаний. Так как отпирание транзистора происходит при напряжении на базе близком к нулю, это вызывает значительную нестабильность длительности импульса и частоты колебаний.

Расчет лампового блокинг-генератора в автоколебательном режиме. Дано: амплитуда импульса при нагрузке $U_{mн}$; сопротивление нагрузки $R_н$; длительность импульса $t_и$; частота повторения $f_и$; время фронта импульса $t_ф$; напряжение источника анодного питания $E_а$.

Определить: режим работы и элементы схемы.

Порядок расчета. 1. Выбирают тип лампы с учетом выполнения следующих требований:

а) максимальная крутизна характеристики;

б) минимальное значение междуэлектродных емкостей;

в) допустимая мощность рассеяния на аноде

$$P_{а.доп} \geqslant \frac{P_и}{Q},$$

где $P_и$ — мощность в импульсе; Q — скважность.

2. Ориентировочное значение напряжения анодного питания после фильтра

$$E'_а \approx \frac{U_{mн}}{0,6 \div 0,7}.$$

3. На семействе анодных статических импульсных характеристик лампы строят динамическую характеристику. Координаты начала характеристики $(E'_а,\ 0)$.

Угол наклона динамической характеристики

$$\alpha = \operatorname{arctg} \frac{R_в R_н}{R_в + R_н} = \operatorname{arctg} R'_н,$$

где $R_в$ — сопротивление потерь на вихревые токи в импульсном трансформаторе ($R_в \approx 3$ кОм).

4. Строят динамические характеристики анодного и сеточного токов для фронта импульса.

Во время фронта импульса напряжение на сетке лампы

$$U_с = |E_{с0}| \approx \text{const}.$$

Приращение напряжения

$$\Delta U_с = - \frac{\Delta U_а}{n},$$

где n — коэффициент трансформации.

Текущие значения $U_с$ и $U_а$ находят из выражений:

$$U_с = U_{с0} + \Delta U_с; \quad U_а = E'_а + n\Delta U_с$$

Задаваясь значениями n и $\Delta U_с$, находят соответствующие значения $U_с$ и $U_а$ и по ним отмечают точки динамических характеристик, соответ-

ствующих $I_а$ и $I_с$ на статистических импульсных характеристиках (рис. 260). Затем строят суммарную характеристику $I_н + I_с$.

Ток нагрузки определяют из выражения

$$I_н = \frac{U_{mн}}{R'_н}.$$

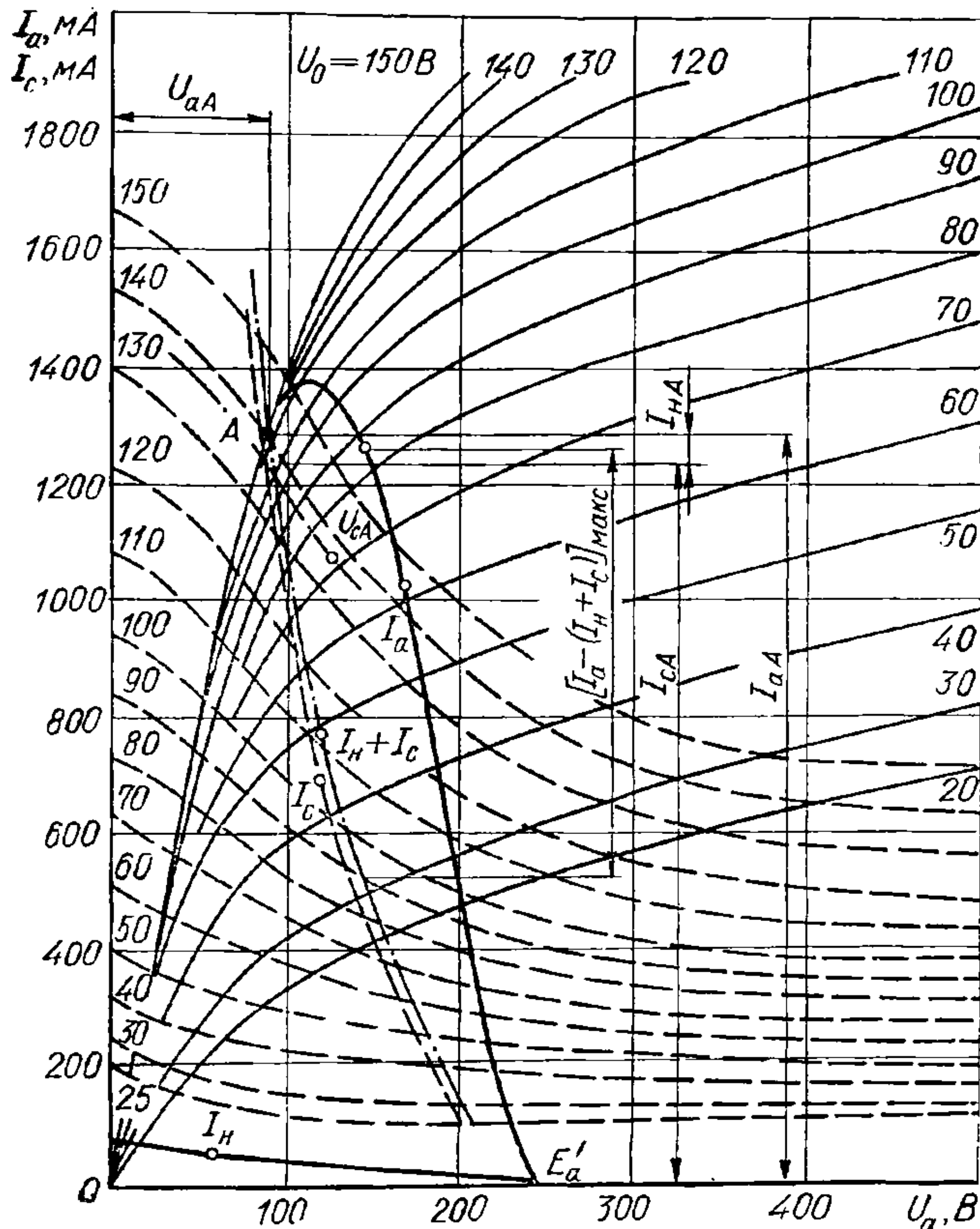


Рис. 260. Построение динамической характеристики блокинг-генератора.

Точка пересечения A этой характеристики с динамической характеристикой анодного тока соответствует началу формирования вершины импульса.

По характеристикам находят величины

$$U_а(A); \quad U_с(A); \quad I_а(A); \quad I_с(A).$$

5. Амплитуда импульса

$$U_{mн} = E'_а - U_а(A).$$

6. Емкость конденсатора

$$C \approx \frac{I_с(A)}{2U_с(A)}(t_н - 2t_ф).$$

7. Сопротивление резистора в цепи сетки

$$R = \frac{T_и}{C \ln \frac{U_с(A)}{|E_{с0}|}}.$$

8. Напряжение смещения

$$E_с = (1,5 \div 2)|E_{с0}|.$$

9. Мощность рассеяния на аноде

$$P_а = U_а(A) I_а(A) \frac{t_и}{T_и} < P_{а.доп}.$$

Расчет транзисторного блокинг-генератора в автоколебательном режиме (схема с общим эмиттером). Дано: амплитуда выходного импульса U_m; длительность импульса $t_и$; период повторения $T_и$.

Определить: режим работы и элементы схемы.

Порядок расчета. 1. Напряжение коллекторного источника питания

$$E_К = (1,1 \div 1,2) U_m.$$

2. Выбирают тип транзистора, у которого

$$E_{К.доп} \geqslant (1,5 \div 1,75) E_К.$$

3. Сопротивление коллекторного резистора

$$R_К \geqslant \frac{E_К}{I_{К.доп}},$$

где $I_{К.доп}$ — допустимый ток коллектора в режиме переключения.

4. Выбирают коэффициент трансформации импульсного трансформатора

$$n = \frac{w_Б}{w_К} = 0,2 \div 0,5.$$

5. Для уменьшения размеров импульсного трансформатора задаются колебательным характером процесса формирования вершины импульса.

Выбирают отношение

$$\frac{w_0^2}{\delta^2} = 5 \div 10,$$

где ω_0 — собственная частота колебаний контура, образованного индуктивностью обмотки и емкостями схемы; δ — затухание контура.

Чем больше отношение $\frac{\omega_0^2}{\delta^2}$, тем меньшей будет индуктивность трансформатора.

6. Частота колебаний контура $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} = (2 \div 3)\,\delta$.

7. Фазовый угол

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\delta}{\omega}.$$

8. Уточняют значение частоты

$$\omega = \frac{\frac{\pi}{2} - \varphi}{t_и}.$$

9. Емкость конденсатора в цепи базы

$$C_Б = \frac{1}{2n^2 R_{КБ}}.$$

10. Индуктивность намагничивания импульсного трансформатора

$$L_м = \frac{1}{\omega_0^2 C} = \frac{1}{n^2 C_Б (\omega^2 + \delta^2)}.$$

11. Сопротивление резистора в цепи базы

$$R_0 = \frac{T_и}{C_Б \ln\left(1 + \frac{2t_и}{\pi C_Б n R_К}\right)}.$$

Если предъявляются высокие требования к форме генерируемых импульсов, то рекомендуется выбирать апериодический характер процессов формирования. В этом случае задаются отношением

$$\frac{\delta^2}{\omega_0^2} = 5 \div 10.$$

8. Мультивибраторы

Мультивибратор — это генератор импульсов, форма которых близка к прямоугольным. Иногда мультивибраторы используются для получения пилообразного напряжения.

Схема лампового мультивибратора приведена на рис. 261, *а*. Такая схема фактически представляет собой двухкаскадный усилитель, охваченный положительной обратной связью.

Если мультивибратор строго симметричный, то $R_{a1} = R_{a2}$; $R_{c1} = R_{c2}$; $C1 = C2$ и лампы *Л2* и *Л3* одинаковы. После включения источников питания через обе лампы начнут протекать одинаковые анодные токи и заряжаться емкости *C1* и *C2*. Так как схема симметрична, то напряжения на элементах одной половины уравновешиваются напряжениями на соответствующих элементах второй половины. Но такое равновесие неустойчивое. Достаточно малейшей асимметрии, чтобы в схеме возник лавинообразный процесс, который заканчивается запиранием одной из ламп. Через некоторое время запертая лампа отпирается, но запирается вторая и т. д. Вследствие небольшой асимметрии, которая всегда имеет место при включении мультивибратора, анодный ток одной лампы

будет незначительно отличаться от анодного тока другой. Пусть, например, анодный ток лампы *Л2* меньше анодного тока *Л1*. Это равносильно тому, что увеличилось сопротивление участка анод — катод *Л2* и, следовательно, возросло падение напряжения на данном участке. Увеличение напряжения через конденсатор *С2* передается на сетку *Л1* и вызывает еще большее возрастание ее анодного тока. Сопротивление участка анод — катод *Л1* уменьшается, соответственно понижается напряжение на сетке *Л1* и происходит дальнейшее уменьшение анодного напряжения этой лампы. Возникает лавинообразный процесс: анодный ток лампы *Л1* быстро возрастает, а анодное напряжение понижается. Через

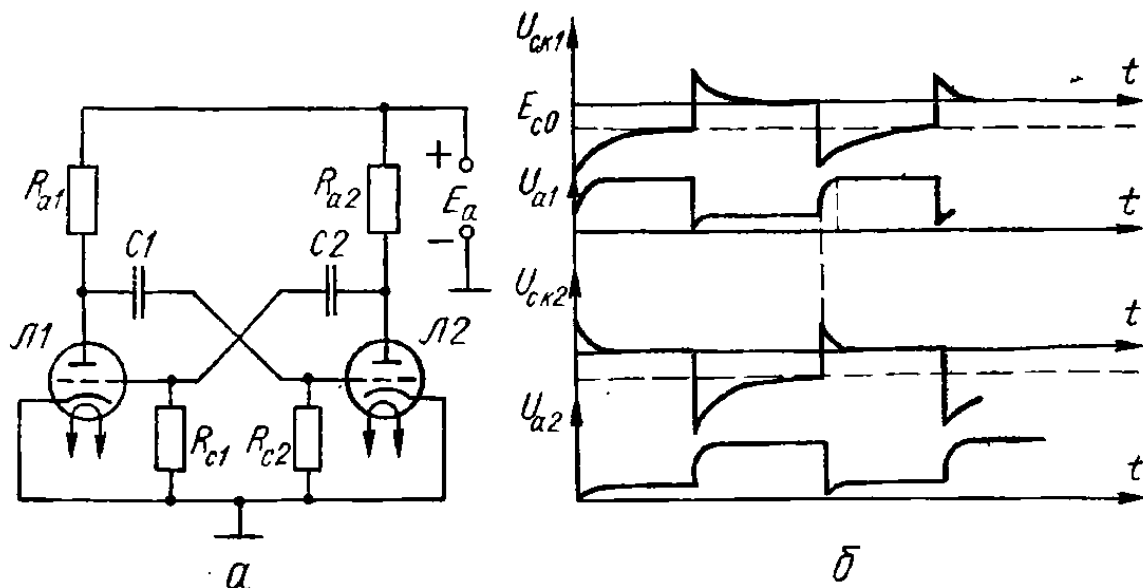


Рис. 261. Ламповый мультивибратор:
а — схема; *б* — временные диаграммы напряжений.

элемент обратной связи (конденсатор *С1*) указанное изменение анодного напряжения передается на сетку *Л2* и поэтому анодный ток лампы *Л2* уменьшается. Все это происходит настолько быстро, что напряжение на конденсаторах *С1* и *С2* не успевает измениться. Скорость данного процесса ограничивается в основном временем зарядки междуэлектродных емкостей.

Увеличение анодного тока лампы *Л1* ограничивается переходом в область верхнего изгиба ламповой характеристики, а также появлением сеточного тока, что связано с процессом зарядки конденсатора *С2*. После повышения потенциала на аноде лампы начинается зарядка конденсатора *С2*. В первый момент зарядный ток имеет наибольшую величину и на резисторе R_{c1} создается падение напряжения с полярностью «+» на сетке и «—» на катоде лампы *Л1*. Положительное напряжение на сетке вызывает появление значительного сеточного тока, благодаря чему сопротивление участка сетка — катод лампы *Л1* резко снижается. Скорость зарядки конденсатора *С2* определяется постоянной времени цепи $C_2R_{a2}R_{с.к1}$, где $R_{с.к1}$ — малое сопротивление участка сетка — катод лампы *Л1*. По мере зарядки конденсатора *С2* зарядный ток уменьшается и, следовательно, уменьшается напряжение на сетке лампы *Л1*. Так как постоянная времени цепи $C2R_{a2}R_{с.к1}$ мала, то процесс зарядки быстро заканчивается и на сетке лампы *Л1* устанавливается напряжение, равное нулю. В это же время происходит разряд конденсатора *С1* через открытую лампу *Л1*. Путь разрядного тока следующий: левая обкладка конденсатора *С1* (+), участок анод — катод лампы *Л1*, резистор R_{c2} и правая обкладка *С1* (—). В первый момент

(после скачка) разрядный ток наибольший и на резисторе R_{c2} создается падение напряжения с полярностью «—» на сетке и «+» на катоде лампы *Л2*. Величина этого напряжения достаточна для того, чтобы лампа *Л2* оказалась надежно запертой.

После окончания зарядки конденсатора *С2* на сетке лампы *Л1* устанавливается постоянный нулевой потенциал и анодная цепь *Л1* ведет себя, как небольшое постоянное сопротивление, через которое разряжается конденсатор *С1*. По мере разряда уменьшается ток, протекающий через резистор R_{c2}, и, следовательно, потенциал на сетке лампы *Л2* повышается. Как только величина $U_{c.к2}$ превысит напряжение запирания E_{c0}, лампа *Л2* отпирается и понижается ее анодное напряжение. Этот скачок через конденсатор *С2* передается на сетку лампы *Л1*, уменьшая ее анодный ток. Возникает новый лавинообразный процесс, который приводит к запиранию лампы *Л1* и резкому увеличению анодного тока лампы *Л2*.

Графики напряжений на сетке и аноде ламп *Л1* и *Л2* симметричного мультивибратора приведены на рис. 261, *б*. Построение графика начато в момент запирания лампы *Л1*, когда на ее сетке действует наибольший отрицательный потенциал. Уменьшение отрицательного напряжения $U_{c.к1}$ по экспоненциальному закону соответствует разряду конденсатора *С2*. В момент t_1, когда $U_{c.к1} = E_{c0}$, лампа *Л1* отпирается и напряжение $U_{c.к1}$ скачком возрастает, становясь на некоторое время положительным (зарядка конденсатора *С2*). До отпирания лампы *Л1* напряжение на ее аноде U_{a1} равно напряжению источника анодного питания. Только во время зарядки конденсатора *С1* зарядный ток создает на сопротивлении R_{a1} падение напряжения и поэтому график U_{a1} имеет пологий участок (отрезок времени $t_2 - t_3$). После отпирания лампы *Л1* анодное напряжение U_{a1} изменяется в противофазе с сеточным. В момент времени t_2 лампа *Л1* вновь запирается, а *Л2* отпирается. Графики изменения напряжений $U_{ск2}$ и U_{a2} по форме не отличаются от графиков $U_{ск1}$ и U_{a1}, но сдвинуты относительно них во времени на половину периода. Анодное напряжение имеет форму отдельных импульсов почти прямоугольной формы, а на сетке действует пилообразное напряжение.

Для симметричного мультивибратора, у которого $R_{c1} = R_{c2} = R_c$, $R_{a1} = R_{a2} = R_a$; $I_{a1} = I_{a2} = I_a$; $E_{c01} = E_{c02} = E_{c0}$; $C_1 = C_2 = C$,

$$T_н = \frac{1}{2R_c \ln \dfrac{I_a R_a}{-E_{c0}}}.$$

Частота колебаний симметричного мультивибратора

$$f = 2R_c \ln \frac{I_a R_a}{-E_{c0}}.$$

Для получения импульсов разной длительности и частоты резисторы R_{c1} и R_{c2} или конденсаторы *С1* и *С2* выбираются разными. Если $C_1 R_{c2} > C_2 R_{c1}$, то в мультивибраторе лампа *Л2* заперта более длительное время, чем *Л1*. Если снимать напряжение с анодов ламп *Л1* и *Л2* через разделительные конденсаторы, то с анода *Л1* получим короткие

импульсы положительной полярности, а с анода *Л2* — короткие импульсы, но отрицательной полярности.

Недостатком мультивибраторов является низкая стабильность частоты их колебаний, которая не превышает 2,5—3%. Более высокую стабильность можно получить в мультивибраторе с положительной сеткой (рис. 262, *а*).

Период колебаний мультивибратора с положительной сеткой меньше, чем у аналогичного мультивибратора, собранного по обычной схеме. Это объясняется большей скоростью разряда конденсатора.

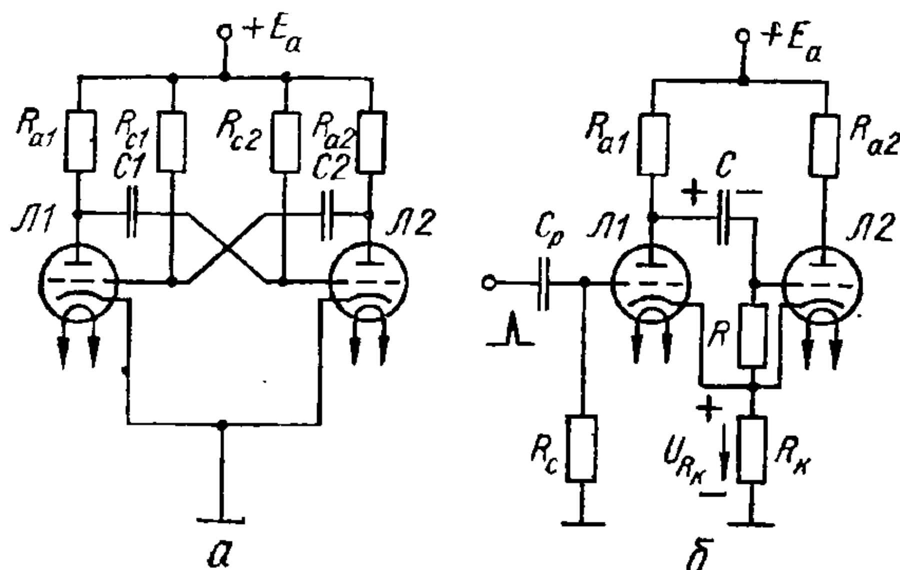


Рис. 262. Схема мультивибратора:
а — с положительной сеткой; *б* — с катодной связью.

На рис. 262, *б* приведена схема мультивибратора с катодной связью. Элементом обратной связи в данной схеме является резистор $R_к$, через который могут протекать анодные токи ламп *Л1* и *Л2*, создающие на $R_к$ падение напряжения с полярностью «+» к катодам и «—» к сетке лампы *Л1*. Отрицательное смещение ограничивает величину анодного тока, потенциал на аноде *Л1* повышается и начинается зарядка конденсатора *С*. Зарядный ток вначале создает на резисторе *R* значительное падение напряжения, которое приложено к сетке *Л2*. Это вызывает резкое увеличение анодного тока лампы *Л2* и, следовательно, возрастание отрицательного смещения на $R_к$, которое запирает лампу *Л1*. По мере зарядки конденсатора зарядный ток уменьшается и соответственно уменьшается отрицательное напряжение на $R_к$. Когда напряжение на $R_к$ становится менее отрицательным, чем напряжение отсечки лампы *Л1* E_{c01}, лампа *Л1* отпирается и возникает лавинообразный процесс, который оканчивается запиранием лампы *Л2* (запирающее напряжение создается разрядным током на резисторе *R*). С течением времени разрядный ток убывает и напряжение на сетке лампы *Л2* повышается до E_{c02}. Лампа *Л2* отпирается, и процесс повторяется. Выходное напряжение снимается с анода лампы *Л2*. Отсутствие емкостной связи между анодом лампы *Л2* и сеткой лампы *Л1* приводит к тому, что форма выходного напряжения оказывается более близкой к прямоугольной, чем в других схемах.

Можно подобрать параметры схемы рис. 262, *б* так, что мультивибратор будет работать только после подачи положительного импульса на сетку лампы *Л1*, т. е. будет работать в режиме ждущего мультивибратора. В исходном устойчивом состоянии лампа *Л2* открыта, а *Л1* за-

перта отрицательным напряжением на катодном резисторе $R_к$, которое создается на нем за счет анодного тока лампы *Л2*. Падение напряжения на $R_к$ приложено только к сетке *Л1*, а на сетке *Л2* — нулевой потенциал относительно катода; конденсатор *C* заряжен до напряжения $E_а - U_к$.

При подаче на сетку лампы *Л1* короткого положительного импульса, достаточного для ее отпирания, напряжение на аноде *Л1* падает до величины $E_а - I_{аI}(R_к + R_{аI})$, конденсатор *C* начинает разряжаться через лампу *Л1* и резистор *R*. Скачок анодного напряжения передается через *C* на сетку лампы *Л2* и запирает ее. Теперь процессы в

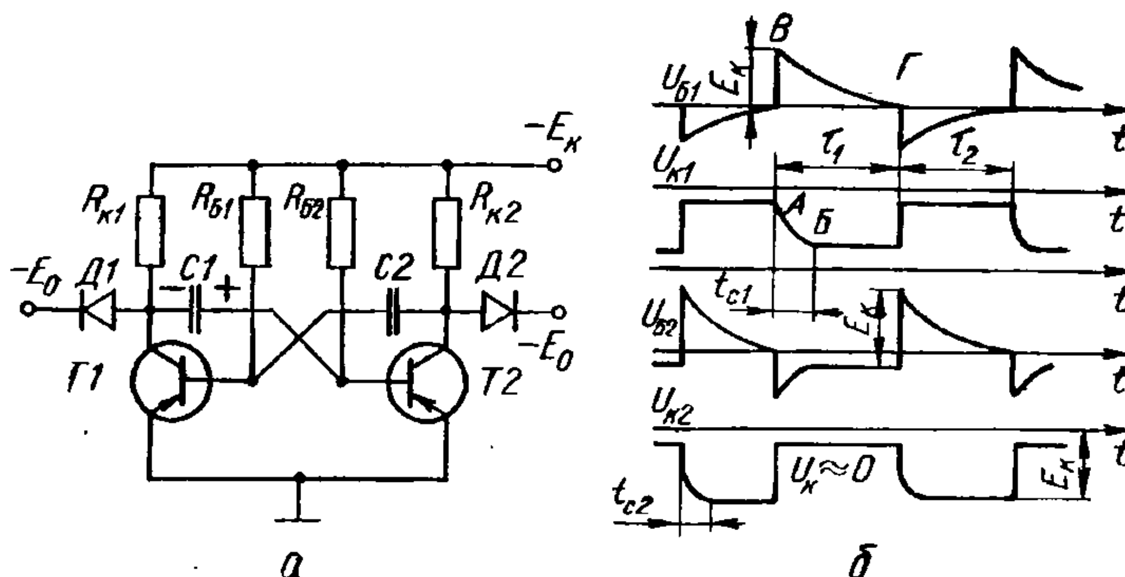


Рис. 263. Мультивибратор на транзисторах:
а — схема; *б* — временные диаграммы напряжений.

схеме происходят вне зависимости от наличия входного пускового импульса, так как лампа *Л2* заперта, а лампа *Л1* сама себя запереть не может. Во время разряда конденсатора *C* напряжение на резисторе *R* убывает и через некоторое время, определяемое в основном постоянной времени *RC*, лампа *Л2* отпирается. Возрастающий анодный ток лампы *Л2* создает на резисторе $R_к$ падение напряжения, которое запирает лампу *Л1*. Конденсатор *C* дозаряжается от анодного источника, и схема «ждет» следующего пускового импульса.

Для получения ждущего режима необходимо выполнение условия

$$U_{R_к} = I_{а2} R_к > |E_{с0}|.$$

Если данное условие не выполняется, мультивибратор будет работать в режиме самовозбуждения.

Схема мультивибратора на транзисторах и графики, поясняющие его работу, показаны на рис. 263.

Работает транзисторный мультивибратор в основном аналогично ламповому. Если транзистор *T1* открыт, то конденсатор *C1* разряжается. Путь разрядного тока: правая обкладка конденсатора *C1* (+), резистор $R_{Б2}$, источник питания, участок эмиттер — коллектор *T1*, левая обкладка *C1* (—). Разрядный ток создает на резисторе $R_{Б2}$ падение напряжения с полярностью «+» к базе и «—» к эмиттеру *T2*, которое поддерживает транзистор *T2* в запертом состоянии. Разряд конденсатора *C1* происходит до тех пор, пока напряжение на участке база — эмиттер *T2* не станет достаточным для его отпирания. После появления коллекторного тока транзистора *T2* потенциал на коллекторе резко уменьшается и

начинается разряд конденсатора $C2$, при котором заперт транзистор $T1$ и т. д.

Для повышения быстродействия и улучшения формы импульсов желательно не допускать перехода транзисторов в область насыщения. В схеме, изображенной на рис. 263, *а*, для этой цели применены фиксирующие диоды $Д1$ и $Д2$, на которые подано напряжение смещения E_0. Если коллекторный ток транзистора $T1$ возрастает, то отрицательный потенциал на его коллекторе убывает. До тех пор, пока коллекторное напряжение $T1$ превышает величину E_0 (по абсолютному значению), диод $Д1$ заперт и не влияет на работу схемы. Но как только эти напряжения станут равными, диод $Д1$ отпирается и как бы подключает клемму E_0 к коллектору. В дальнейшем потенциал на коллекторе $T1$ не может стать менее отрицательным, чем E_0, и переход в область насыщения становится невозможным.

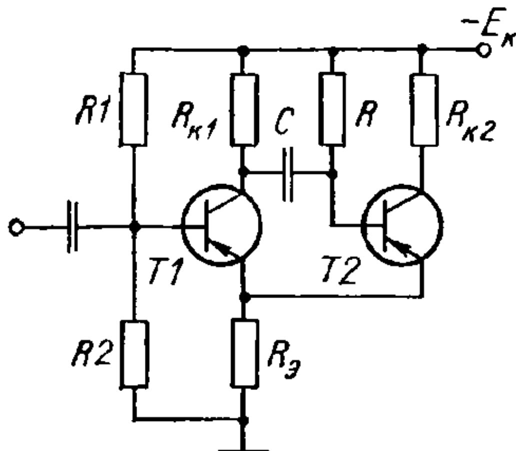


Рис. 264. Схема ждущего мультивибратора на транзисторах.

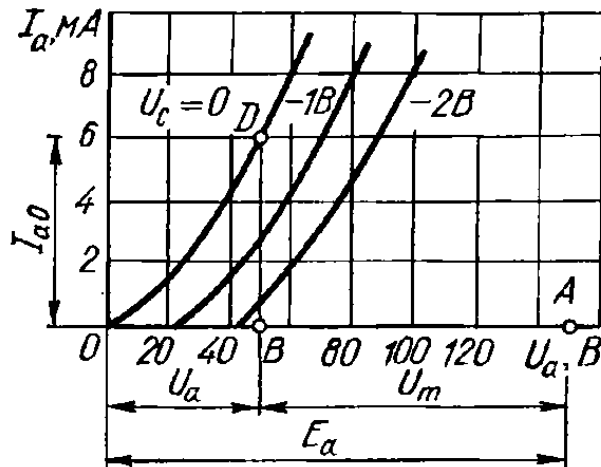


Рис. 265. Графики к расчету лампового мультивибратора

На рис. 264 приведена схема ждущего мультивибратора на транзисторах, аналогичная ламповому мультивибратору с катодной связью. Делитель напряжения $R1$, $R2$ служит для подачи на базу транзистора $T1$ некоторого отрицательного потенциала. Результирующее напряжение смещения равно разности напряжений на резисторах $R_Э$ и $R2$.

Расчет лампового мультивибратора в автоколебательном режиме. Дано: амплитуда выходных импульсов U_m; частота повторения $f_и$; коэффициент заполнения d или скважность Q; время среза t_c; напряжение источника анодного питания E_a; сопротивление нагрузки $R_н$.

Определить: режим работы и элементы схемы.

Порядок расчета 1. Выбирают тип лампы. Для этого находят ток, который должен проходить через лампу при $U_c = 0$ и $U_a = E_a$ для обеспечения заданного времени среза t_c

$$I_0 \approx \frac{2\,(C_{вых2} + C_{вх1})\,U_m}{t_c},$$

где $C_{вых2} = C_{а.к} + C_м$ ($C_м \approx 10$ пФ — емкость монтажа).

Выбирают лампу с анодным током

$$I_{a0} > I_0.$$

Кроме того, лампа должна иметь большую крутизну и достаточную мощность рассеяния на аноде.

2. Определяют величину анодного тока открытой лампы. Для этого на семействе анодных характеристяк (рис. 265) влево от точки A, соответствующей напряжению $E_а$, откладывают велнчину U_m и из точки B ($U_а = E_а - U_m$) восстанавливают перпендикуляр до пересечения с характеристикой, снятой при $U_с = 0$ (точка D) и отсчитывают значение $I_{а0}$.

3. Сопротивления анодных резисторов

$$R_{а1} = R_{а2} = \frac{U_m}{I_{а0}}.$$

4. Мощность, выделяемая на аноде каждой лампы,

$$P_а = I_{а0}^2 R_а (1 - d) < P_{а.доп}.$$

5. Постоянные времени разряда конденсаторов:

$$\tau_1 = \tau_2 = \frac{1 - d}{2,3 f_и \lg K},$$

где $K = \frac{U_m}{E_{c0}}$ — коэффициент усиления плеча; E_{c0} — напряжение отсечки.

6. Емкость конденсатора $C2$

$$(5 \div 10)\, C_{вх} \leqslant C_2 \leqslant \frac{(0,2 \div 0,25)\, d}{f_и (R_а + r_0)},$$

где $C_{вх} = C_{с.к} + C_{а.с}(1 + K)$; r_0 — сопротивленне участка сетка — катод открытой лампы ($r_0 \approx 1$ кОм).

7. Сопротивленне резистора

$$R_{с1} = \frac{\tau_2}{C_2}.$$

Обычно выбирают $R_{с2} = R_{с1}$.

8. Емкость конденсатора

$$C_1 = \frac{\tau_1}{R_{с2}}.$$

9. Приближенное значение времени фронта

$$t_ф = 2 (C_2 + C_{вых2}) R_{а2}.$$

Расчет транзисторного симметричного мультивибратора в автоколебательном режиме. Дано: амплитуда выходных импульсов U_m; частота повторення $f_и$; длительность среза $t_с$.

Определить: режим работы и элементы схемы.

Порядок расчета: 1. Напряжение источника питания коллекторных цепей

$$E_К \geqslant (1,1 \div 1,2)\, U_m.$$

2. Выбирают транзистор, параметры которого должны удовлетворять условиям:

$$E_{Кмакс} \geqslant 2E_К; \qquad f_\beta \geqslant 0,7 f_и; \quad f_\alpha > \frac{1}{t_ф}.$$

3. Обратный ток коллектора при максимальной рабочей температуре

$$I'_{К0} = I_{К0}(\beta + 1).$$

4. Сопротивление коллекторных резисторов

$$\frac{E_К}{I_{Кмакс}} \leqslant R_К \leqslant \frac{(0,05 \div 0,1)\, E_К}{I_{К0макс}}.$$

5. Сопротивление резисторов в цепях базы

$$R_Б \leqslant \beta R_К.$$

6. Емкость конденсаторов

$$C_1 = C_2 = C = \frac{t_и}{0,7R_Б},$$

где

$$t_и = \frac{T_и}{2} = \frac{1}{2f_и}.$$

7. Приближенное значение времени фронта

$$t_ф \approx 3CR_К.$$

9. Синхронизация работы мультивибратора и блокинг-генератора

Лампа мультивибратора или блокинг-генератора открывается в тот момент, когда при разряде конденсатора напряжение на сетке снижается до значения E_{c0} (напряжения отсечки). Как только лампа отпирается, возникает прямой лавинообразный процесс. Если подать на сетку лампы короткие импульсы положительной полярности (импульсы синхронизации) несколько раньше, чем лампа отпирается самопроизвольно, то мультивибратор или блокинг-генератор будут работать в такт (синхронно) с импульсами синхронизации. Для синхронизации импульсного генератора необходимо, чтобы частота импульсов синхронизации была немного больше частоты собственных колебаний генератора. Процесс синхронизации иллюстрируется графиками на рис. 266, *а*. Штриховой линией показан график напряжения на сетке мультивибратора при отсутствии синхронизации, а сплошной линией — при наличии синхронизирующих импульсов.

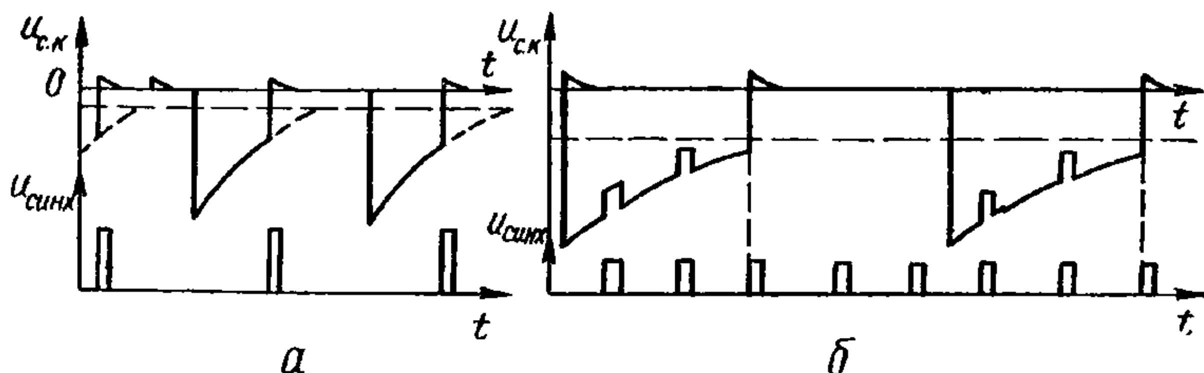


Рис. 266. Временные диаграммы:
а — процесса синхронизации; *б* — деления частоты.

В большинстве случаев частоту внешнего источника изменить невозможно. Поэтому добиться условия синхронизации ($f_{синх} > f_0$) можно изменением частоты собственных колебаний генератора импульсов f_0. В блокинг-генераторе, например, для этого резистор R в цепи сетки устанавливают переменный.

В транзисторных импульсных генераторах синхронизация осуществляется аналогично.

Синхронизацию можно осуществить и при помощи синусоидального синхронизирующего напряжения, частота которого немного превышает частоту собственных колебаний. Если частоту синхронизирующего напряжения увеличить в n раз, где n — целое число, то режим синхронизации не изменится, так как промежуточные импульсы не смогут открыть лампу (рис. 266, *б*). Тот факт, что на генератор поступают импульсы с частотой $nf_{синх}$, а на выходе действует напряжение с частотой $f_{синх}$ свидетельствует о делении частоты в n раз. При соответствующем выборе параметров блокинг-генератора и параметров синхронизирующего напряжения можно получить коэффициент деления $n = 10 \div 20$.

10. Триггеры

Триггер характеризуется двумя устойчивыми состояниями равновесия, причем переход из одного состояния в другое происходит под воздействием внешнего сигнала (рис. 267).

Схемы триггеров обычно выполняются симметричными ($R_{K1} = R_{K2}$, $R_{Б_1} = R_{Б_2}$, транзисторы *T1* и *T2* одинаковые).

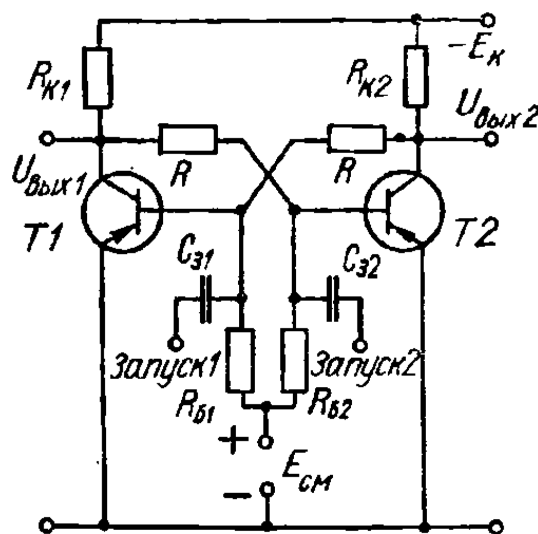


Рис. 267. Схема триггера.

Вследствие положительной обратной связи состояние триггера, при котором оба транзистора открыты, является неустойчивым. Малейшая асимметрия схемы приводит к возникновению лавинообразного процесса, который заканчивается запиранием одного из транзисторов и полным отпиранием второго. Если коллекторный ток i_{K1} транзистора *T1* больше, чем коллекторный ток i_{K2}, то увеличение i_{K1} вызывает уменьшение коллекторного напряжения U_{K1} (по абсолютной величине), что в свою очередь вызывает снижение отрицательного напряжения на базе транзистора *T2*. Последнее приводит к уменьшению тока i_{K2} и, следовательно, к увеличению U_{K2}. Это увеличение передается на базу транзистора *T1*, в результате чего коллекторный ток i_{K1} возрастает еще больше. Переходной процесс заканчивается, когда транзистор *T2* запирается.

Условие запирания транзистора

$$E_Б \geqslant I_{K0} R_{Б1},$$

где I_{K0} — начальный коллекторный ток запертого транзистора *T2*.

Сопротивление резистора R

$$R \geqslant R_К \left[\frac{\beta}{\beta \frac{R_К E_Б}{R_Б E_К} + 1} - 1 \right],$$

где β — коэффициент усиления тока транзистора.

Устойчивое состояние триггера может существовать до тех пор, пока внешний импульс не изменит этого состояния. Если в устойчивом состоянии транзистор $T2$ заперт, а $T1$ открыт, то для изменения состояния триггера можно подать короткий положительный импульс на базу открытого транзистора $T1$ либо отрицательный — на базу $T2$. Входной импульс вызывает начальное изменение коллекторного тока одного из транзисторов, которое приводит к возникновению обратного лавинообразного процесса. Он заканчивается запиранием транзистора $T1$ и полным отпиранием $T2$.

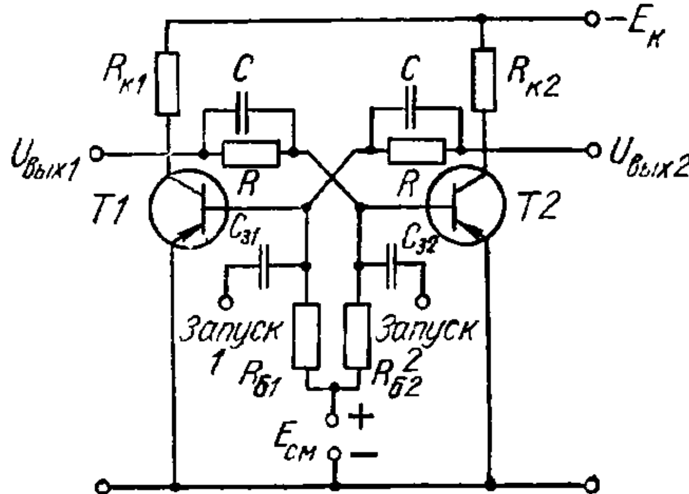


Рис. 268. Схема триггера на транзисторе.

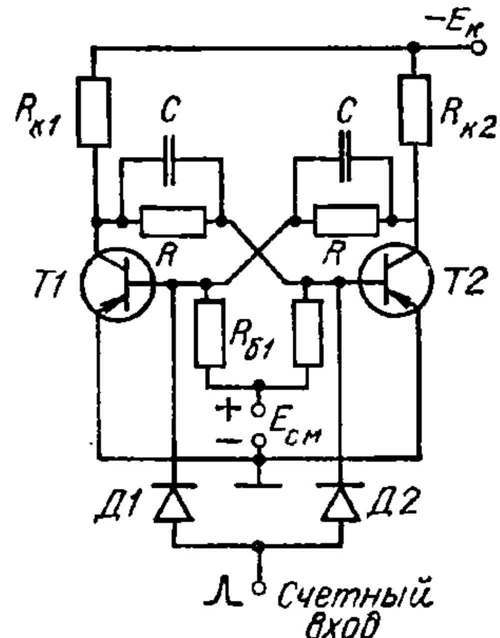


Рис. 269. Схема триггера со счетным входом.

При изменении состояния транзистора на его коллекторе возникает перепад напряжения

$$\Delta U_К = \frac{(-E_К + I_{К0} R_К) R}{R + R_К}.$$

Обычно перепад напряжения составляет

$$\Delta U_К = (0,7 \div 0,95) E_К.$$

Если открытый транзистор находится в области насыщения, то сопротивление в цепи коллектора определяют из выражения

$$R_К = \frac{E_К}{I_{К_н}},$$

где $I_{К_н}$ — ток насыщения транзистора.

Быстродействие триггера ограничено временем его перехода из одного устойчивого состояния в другое. Это время определяется длительностью зарядки — разряда паразитных емкостей схемы. Время зарядки входной емкости транзистора $C_{БЭ}$ зависит от постоянной времени

ни $RC_{БЭ}$. Для ускорения зарядки емкости $C_{БЭ}$ параллельно резисторам R подключаются конденсаторы C (рис. 268). В момент скачка сопротивление конденсатора C близко к нулю, он шунтирует резистор и постоянная времени цепи резко уменьшается. Величину C выбирают порядка 160—300 пФ.

Для увеличения быстродействия часто применяют ненасыщенный режим работы триггера, при котором значительно уменьшается время восстановления схемы.

В некоторых случаях требуется, чтобы триггер срабатывал от каждого запускающего импульса, подводимого к определенной входной клемме (работал по счетному входу). Схема триггера со счетным входом показана на рис. 269. Если транзистор *Т1* заперт, а *Т2* открыт, то на базе транзистора *Т1* действует положительный потенциал, который запирает диод *Д1*, а на базе *Т2* отрицательный потенциал. Поэтому входной импульс положительной полярности проходит через диод *Д2* на базу транзистора *Т2* и переводит триггер в новое состояние.

Теперь заперт диод *Д2*, следующий входной импульс поступает на базу транзистора *Т1* и т. д.



Рис. 270. Схема лампового триггера.

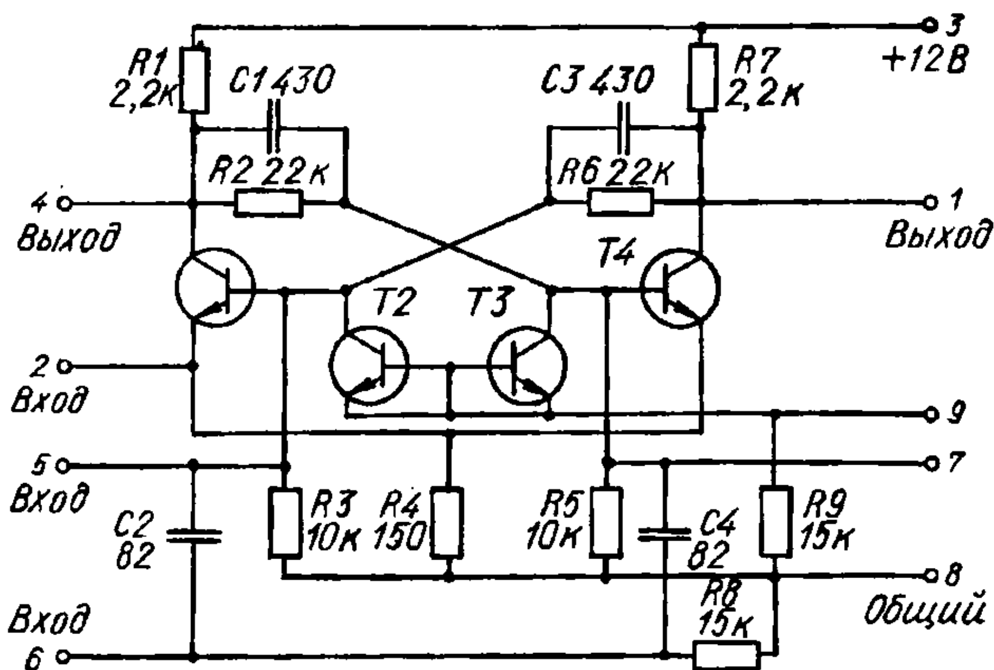


Рис. 271. Триггер на интегральной микросхеме К2ТС241.

Схема лампового триггера идентична схеме триггера на транзисторах (рис. 270).

В настоящее время имеется много типов триггеров на интегральных микросхемах. На рис. 271 приведена схема универсального триггера на интегральной микросхеме К2ТС241. Основное применение данный триггер находит в телевизионных приемниках цветного изображения.

11. Генераторы пилообразного напряжения и тока

Токи и напряжения пилообразной формы широко используются в разнообразной радиоэлектронной аппаратуре, в которой имеются электронно-лучевые трубки с электростатическим или электромагнитным отклонением электронного луча.

Основой большинства схем генераторов пилообразного напряжения является *RC* — контур, который состоит из двух резисторов *R1*, *R2* и конденсатора *C*, а также ключа *K*, обеспечивающего периодическую зарядку и разряд конденсатора (рис. 272). Постоянная времени R_1C должна быть намного большей, чем R_2C, поэтому выбирают $R1 \gg R2$.

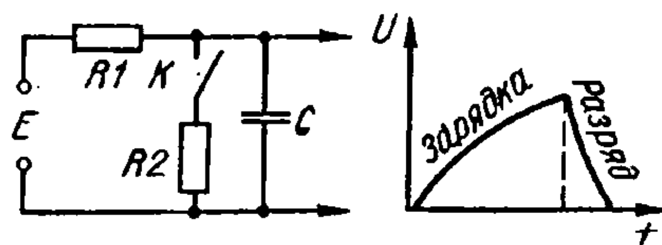


Рис. 272. Эквивалентная схема генераторов пилообразного напряжения.

Когда ключ *K* разомкнут, происходит медленная зарядка конденсатора *C* через резистор *R1*, а при замыкании ключа — быстрый разряд через резистор *R2*. Во время зарядки напряжение на выходе $U_{вых}$ возрастает по экспоненциальному закону (прямой ход пилы), а во время разряда — быстро убывает по аналогичному закону (обратный ход пилы).

В реальных схемах роль ключа и резистора *R2* выполняют электронные лампы, транзисторы и газонаполненные приборы. На рис. 273 показана схема генератора пилообразного напряжения, состоящая из

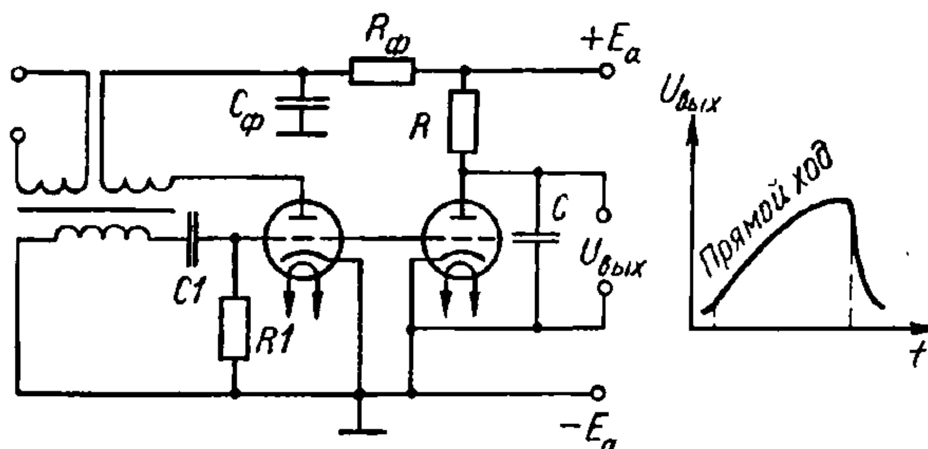


Рис. 273. Схема генератора пилообразного напряжения

блокинг-генератора и разрядно-зарядной цепочки *RC*. Лампа блокинг-генератора небольшое время периода проводит ток, а значительно большее время заперта. В то время, когда обе лампы заперты, конденсатор *C* медленно заряжается через резистор *R* от источника напряжения E_a (прямой ход), а в течение короткого времени проводящего состояния лампы конденсатор быстро разряжается через малое сопротивление участка анод — катод (обратный ход). Поэтому напряжение на конденсаторе имеет пилообразную форму. В данной схеме частота пилообразного напряжения равна частоте колебаний блокинг-генератора, а форма напряжения $U_{вых}$ в значительной степени зависит от постоянной времени *RC*. На рис. 274, *а* приведена схема ждущего генератора пилообразного напряжения. При отсутствии запускающего импульса лампа

открыта, так как на ее сетке действует небольшой положительный потенциал. Напряжение на конденсаторе C равно напряжению на участке анод — катод открытой лампы, т. е. конденсатор фактически разряжен. Когда на вход схемы поступает прямоугольный импульс отрицательной полярности, лампа запирается и конденсатор C заряжается через резистор R Постоянная времени RC подобрана так, что зарядка происходит в течение всего времени запертого состояния лампы. После окончания пускового импульса лампа снова открывается и конденсатор быстро разряжается через участок анод — катод лампы.

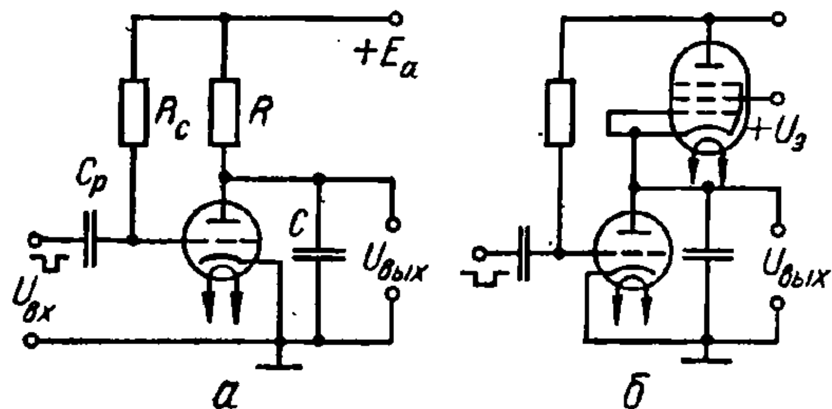


Рис. 274. Схема ждущего генератора пилообразного напряжения:
а — на триоде; *б* — с зарядным пентодом.

Одним из основных требований, предъявляемых к пилообразному напряжению, является высокая линейность его во время прямого хода. Условие, при котором напряжение на конденсаторе может изменяться по линейному закону, соответствует постоянной скорости изменения напряжения, т. е. необходимо, чтобы

$$\frac{dU_C}{dt} = \text{const}.$$

Это условие можно обеспечить в том случае, если $C = \text{const}$ и $i_C = \text{const}$. Следовательно, необходимым условием получения линейного

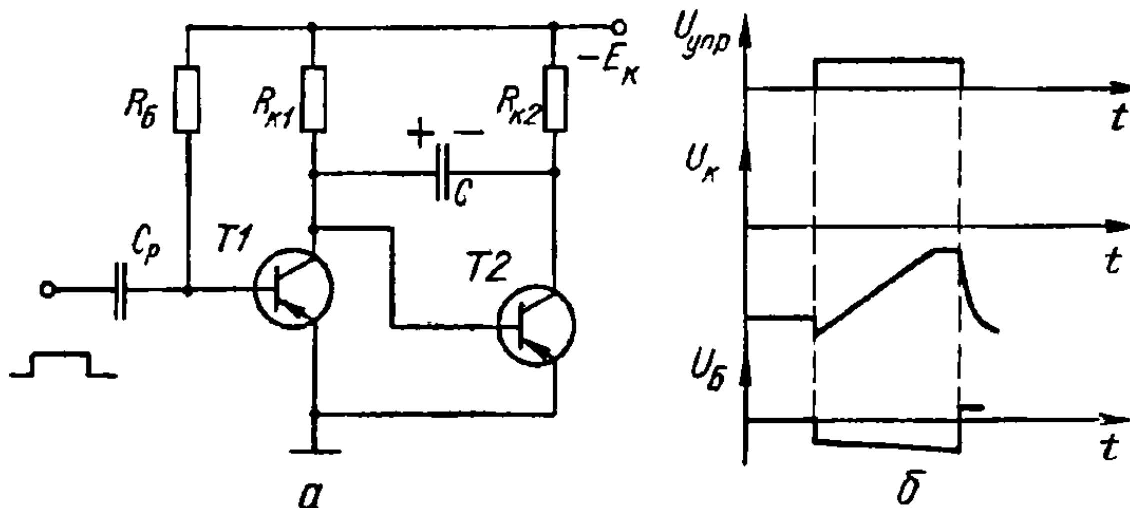


Рис. 275. Транзисторный генератор пилообразного напряжения:
а — схема; *б* — временные диаграммы.

пилообразного напряжения является постоянство зарядного (или разрядного) тока.

Если использовать только начальный участок кривой зарядки, то график зависимости напряжения от времени мало отличается от прямой линии. Форма пилообразного напряжения в этом случае зависит от соотношения между временем зарядки конденсатора, постоянной времени RC и напряжением источника.

На рис. 274, *б* показана схема ждущего генератора с зарядным пентодом. Пентод *Л1* обеспечивает линейность зарядки конденсатора *С*. При запертой лампе *Л2* конденсатор *С* заряжается, причем зарядный ток проходит через анодную цепь пентода. По мере увеличения напряжения на конденсаторе анодное напряжение пентода уменьшается, но так как проницаемость пентода очень мала, то изменение анодного напряжения практически не влияет на анодный ток. Постоянство анодного тока свидетельствует о линейном законе изменения напряжения на конденсаторе.

На рис. 275, *а* приведена схема транзисторного генератора пилообразного напряжения с емкостной обратной связью. При отсутствии входного импульса транзистор *Т1* открыт и находится в режиме насыщения. На участке база — эмиттер

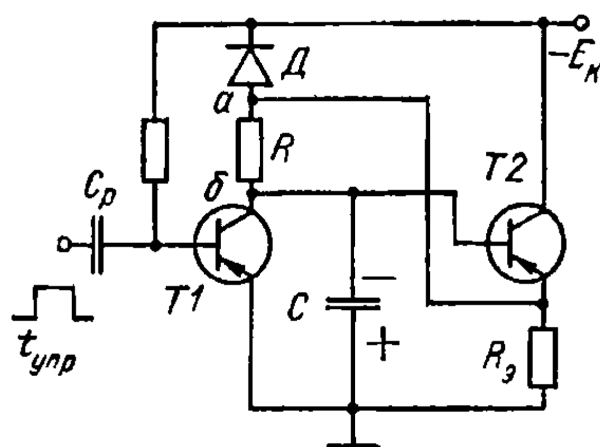


Рис. 276. Схема генератора с компенсирующей э. д. с.

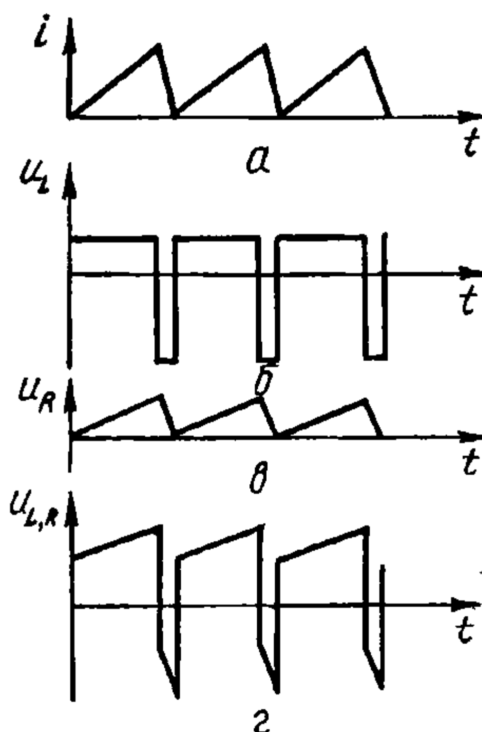


Рис. 277. Временные диаграммы пилообразного тока.

транзистора *Т2* разность потенциалов близка к нулю и транзистор *Т2* практически заперт; конденсатор *С* заряжен до максимального напряжения. При поступлении входного положительного импульса транзистор *Т1* запирается и происходит разряд конденсатора *С* по цепи: «+» обкладка-резистор $R_{К1}$ — источник коллекторного питания — участок эмиттер — коллектор *Т2* — «—» обкладка. Емкостная обратная связь между коллектором и базой транзистора *Т2* поддерживает ток разряда конденсатора *С* почти постоянным, что обусловливает линейное уменьшение напряжения между обкладками. Временные диаграммы напряжений в данной схеме показаны на рис. 275, *б*.

Более высокую линейность пилообразного напряжения дает генератор с компенсирующей э. д. с. (рис. 276). Основная часть генератора собрана на транзисторе *Т1*, транзистор *Т2* и резистор $R_э$ образуют эмиттерный повторитель. В исходном состоянии транзистор *Т1* открыт и конденсатор *С* разряжен.

При поступлении входного импульса транзистор *Т1* запирается и происходит зарядка конденсатора *С* через резистор *R* и диод *Д*. По мере зарядки потенциал в точке *б* возрастает (по абсолютной величине и соответственно возрастает отрицательный потенциал на базе транзистора *Т2*. Коэффициент усиления по напряжению эмиттерного повторителя близок к единице, поэтому потенциал на эмиттере транзистора *Т2* и, следовательно, в точке *а* будет изменяться так же, как в точке *б*. Одинаковая разность потенциалов на клеммах резистора *R* свидетель-

ствует о постоянстве протекающего через него тока. Этот ток является зарядным током конденсатора C, что является условием линейного изменения напряжения на его обкладках. Время восстаиовления схемы определяется скоростью дозарядки конденсатора $C_р$. Время восстановления $t_{восст}$ можно определить по формуле

$$t_{восст} \approx 0{,}02 \ R_э C_р.$$

Данный генератор имеет высокую стабнльность времени прямого хода в широком диапазоне температур. Это объясняется тем, что с увеличением температуры из-за действия отрицательной обратной связи по току уменьшается ток базы транзистора $T2$. Но при этом возрастает ток $I_{К_0}$ транзистора $T1$, который компенсирует уменьшение базового тока транзистора $T2$.

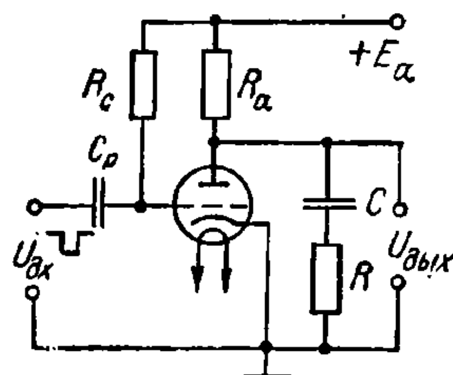


Рис. 278. Схема лампового генератора трапецеидального напряжения.

В отклоняющих системах электронно-лучевых трубок с электромагнитным отклонением луча должен протекать пилообразный ток. Выясним условие получения пилообразного тока в отклоняющих катушках. Для получения линейиого пилообразного тока к катушке иеобходимо подвести напряжение, отличающееся от пилообразиого. Любая реальная катушка индуктивности обладает индуктивным и активным сопротивлением. Если через катушку протекает линейно возрастающий ток (рис. 277, *а*), то на индуктивном сопротивлении выделяется напряжение, пропорциональное скорости изменения тока,

$$U_L = L\frac{di}{dt}.$$

Так как ток возрастает равномерно, то $\frac{di}{dt} = \text{const}$ и, следовательно, на индуктивном сопротивлении падает постоянное напряжение U_L (рис. 277, *б*). Форма напряжения на активном сопротивлении соответствует форме тока, поэтому на резисторе R напряжение возрастает по линейиому закону (рис. 277, *в*). Во время обратного хода «пилы», когда ток линейно убывает, полярность напряжения на индуктивности изменяется и величина его возрастает, так как скорость изменения тока в время обратного хода во много раз превышает скорость прямого хода. На зажимах катушки действует суммарное напряжение $U_L + U_R$, которое может быть получено геометрическим суммированием графиков *б* и *в* (рис. 277). В результате получается напряжение трапецеидальной формы (рис. 277, *г*). Таким образом, для получения в катушке линейного тока пилообразной формы к ней необходимо подвести напряжение трапецеидальной формы. Если в схему любого генератора линейного пилообразного напряжения последовательно с емкостью C включить резистор R, то результирующее напряжение будет равно сумме напряжений на C и R. На конденсаторе выделится линейное пилообразное напряжеиие, а на резисторе — напряжение прямоугольной формы (при линейной зарядке конденсатора C ток постоянный). В сумме линейная «пила» и прямоугольник образуют трапецию. Схема генератора трапецеидального напряжения на электронной лампе показана на рис. 278.

Схема генератора трапецеидального напряжения с усилителем тока развертки приведена на рис. 279. Генератор построен на базе генератора с компенсирующей э. д. с. (транзисторы *Т1*, *Т2*, *Т3*). На транзисторе *Т4* собран усилитель, в коллекторную цепь которого включена отклоняющая катушка $L_К$.

С помощью резистора *r*, включенного последовательно с конденсатором *С*, получают трапецеидальное напряжение. Транзистор *Т3* обеспечивает малое время восстановления конденсатора $C_р$. Во время

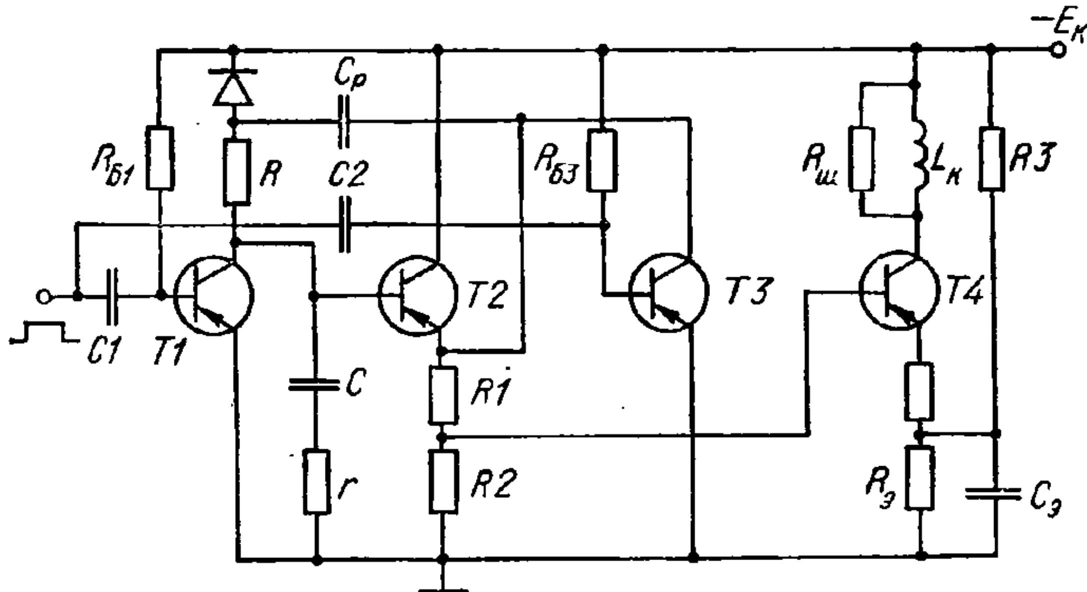


Рис. 279. Схема транзисторного генератора трапецеидального напряжения с усилителем тока развертки.

обратного хода транзисторы *Т3* и *Т1* отпираются и происходит быстрый разряд конденсатора $C_р$.

Во время прямого хода транзисторы *Т3* и *Т1* заперты и не влияют на работу генератора. Резистор в цепи эмиттера *Т4* (5 ÷ 10 Ом) образует отрицательную обратную связь, которая стабилизирует режим работы и уменьшает нелинейные искажения выходного каскада.

С помощью делителя *R3*, $R_э$ транзистор *Т4* запирается во время обратного хода. Конденсатор $C_э$ устраняет отрицательную обратную связь по переменному току. Делитель *R1*, *R2* включен в цепь эмиттера транзистора *Т2* для получения требуемой амплитуды трапецеидального напряжения, подаваемого на вход транзистора *Т4*.

Величина отклоняющего тока

$$I_т = \beta_4 \frac{U_т R_2}{R_1 R_2 + R_{вх_4}(R_1 + R_2)},$$

где $U_т$ — амплитуда линейной части трапецеидального импульса. Обычно $U_т = (0{,}75 \div 0{,}8)\ E_К$;

β_4 — коэффициент усиления по току транзистора *Т4*;

$R_{вх_4} = r_{Б_4} + \beta_4 R_4$ — входное сопротивление транзистора *Т4*.

12. Фантастрон

Фантастрон — это генератор линейно падающего напряжения. Одна из схем фантастронного генератора приведена на рис. 280, *а*. Физические процессы в данной схеме удобно рассматривать, если пентод представить в виде двух «триодов»: первый «триод» состоит из като-

да, управляющей и экранирующей сеток, а второй — из катода, защитной сетки и анода.

Параметры схемы выбирают так, чтобы до поступления запускающего импульса первый «триод» был открыт, а второй заперт. Запирание пентода по анодному току осуществляется напряжением смещения, которое образуется на резисторе $R_к$ за счет токов экранирующей и управляющей сеток.

Так как в исходном состоянии анодный ток пентода равен нулю, то конденсатор C заряжен до напряжения $E_а - U_к$. Путь зарядного то-

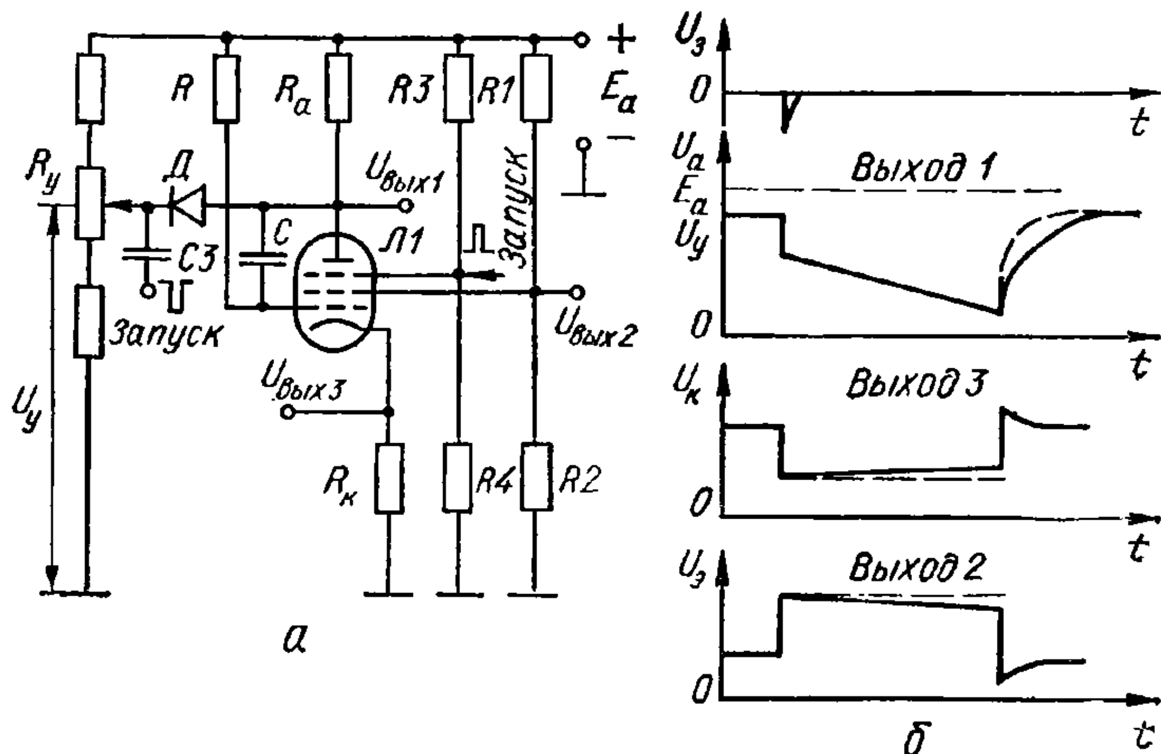


Рис. 280. Фантастрон:
а — схема; *б* — временные диаграммы.

ка: «+» источника $E_а$, резистор $R_а$, конденсатор C, участок управляющая сетка-катод, резистор $R_к$, «—» источника (корпус).

При поступлении на защитную сетку положительного или на анод отрицательного запускающего импульса возникает лавинообразный процесс, который заканчивается полным отпиранием второго «триода» и резким уменьшением тока первого «триода» (полное запирание первого «триода» невозможно, так как у двух «триодов» общий катод). Лавинообразный процесс происходит следующим образом. Появившийся анодный ток пентода создает на резисторе $R_а$ падение напряжения, из-за которого резко снижается напряжение на аноде. Отрицательный скачок напряжения через конденсатор поступает на управляющую сетку, в результате чего катодный ток и потенциал его $U_к$ уменьшаются. С уменьшением $U_к$ тормозящее действие защитной сетки ослабляется, что вызывает дальнейшее увеличение анодного тока, и т. д.

За время лавинообразного процесса напряжение на конденсаторе C практически не успевает измениться. Затем наступает следующая фаза работы схемы — разряд конденсатора. Путь разрядного тока: «+» обкладка конденсатора C, участок анод — катод пентода, резистор $R_к$, источник анодного питания, резистор R, «—» обкладка конденсатора.

По мере разряда ток $i_р$ уменьшается, поэтому потенциал управляющей сетки ($U_{c1} = E_а - i_р R$) увеличивается, анодный ток пентода

возрастает, а потенциал анода U_a уменьшается. Изменение напряжения U_a через конденсатор C передается на управляющую сетку, в результате чего скорость возрастания напряжения U_{c1} уменьшается. В начале разряда, когда скорость изменения величин i_p, U_C и U_a велика, напряжение, передаваемое с анода на сетку, будет большим и препятствие возрастанию U_{c1} максимальное. В конце разряда напряжение обратной связи становится меньше и практически не препятствует изменению U_{c1}. В результате скорость изменения U_{c1} в течение всего разряда оказывается почти постоянной. Так как в этот период $U_к = \text{const}$,

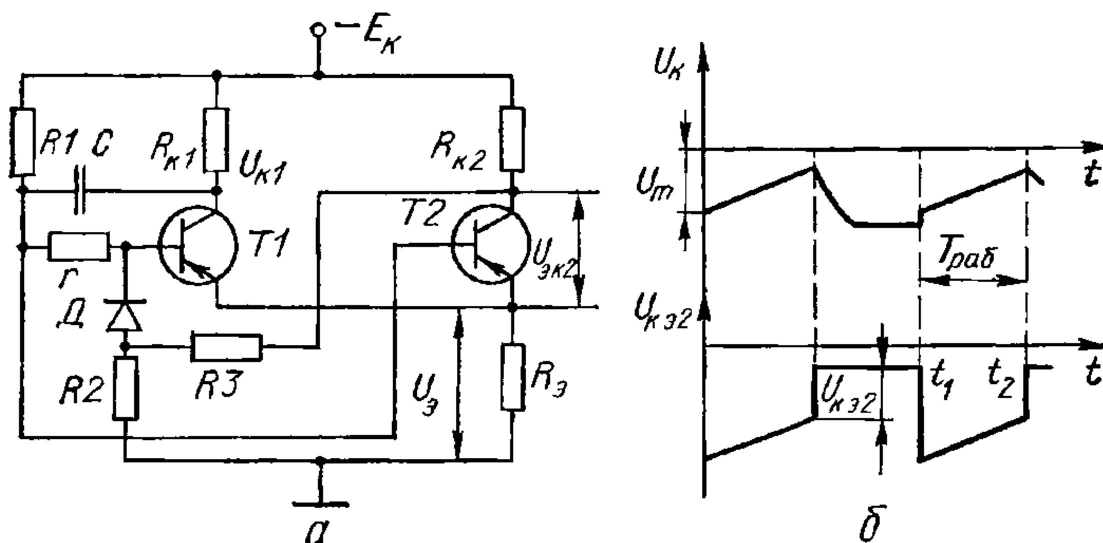


Рис. 281. Транзисторный генератор фантастронного типа:
а — схема; *б*. — временные диаграммы.

то напряжение на участке сетка — катод пентода $U'_{c1} = U_{c1} - U_к$ и анодное напряжение U_a изменяются линейно.

Разряд конденсатора продолжается до тех пор, пока потенциал анода не снизится до некоторого минимального значения $U_{a.мин} \approx U_{c2}$, при котором часть летящих к аноду электронов начнет попадать на экранирующую сетку.

Начиная с этого момента, в схеме возникает новый лавинообразный процесс, который заканчивается запиранием второго «триода» и полным отпиранием первого. Во время обратного лавинообразного процесса катодный ток перераспределяется: ток экранирующей сетки возрастает, увеличивается напряжение $U_к$, что вызывает уменьшение анодного тока и возрастание напряжения на аноде. Этот скачок через конденсатор передается на управляющую сетку, в результате чего ток экранирующей сетки возрастает еще больше, а анодный ток уменьшается, и т. д.

После запирания пентода по анодному току конденсатор C дозаряжается и схема возвращается в исходное состояние. Напряжение можно снимать с анода (Выход 1), с экранирующей сетки (Выход 2) и с катода (Выход 3). Эпюры напряжений фантастрона изображены на рис. 280, *б*.

Схема транзисторного генератора фантастронного типа приведена на рис. 281, *а*.

Данный генератор может работать в ждущем режиме и режиме автоколебаний.

Рассмотрим работу генератора в ждущем режиме. В исходном состоянии транзистор $T2$ открыт, а $T1$ заперт падением напряжения на

резисторе $R_Э$. Конденсатор C при этом заряжен до максимального напряжения. Короткий запускающий импульс, подаваемый на коллектор или базу транзистора $T1$, открывает его, после чего начинается разряд конденсатора C. Разрядный ток, протекая через резистор R_1, создает на нем падение напряжения и величина отрицательного потенциала на базе транзистора $T2$ резко уменьшается. Это приводит к возрастанию отрицательного потенциала на коллекторе транзистора $T2$ и запиранию диода $Д$. Дальнейший процесс происходит вне зависимости действия запускающего импульса. Отрицательная коллекторно-базовая емкостная обратная связь стабилизирует величину разрядного тока. Из-за незначительного уменьшения разрядного тока конденсатора падение напряжения на резисторе R_1 постепенно уменьшается и отрицательный потенциал на коллекторе транзистора $T2$ возрастает. Разряд конденсатора C прекращается в момент отпирания диода $Д$. После отпирания диода транзистор $T1$ перестает управляться, конденсатор C дозаряжается, вызывая увеличение тока базы транзистора $T2$ и, следовательно, падения напряжения на резисторе $R_Э$. Транзистор $T1$ запирается и генератор возвращается в исходное состояние. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу данной схемы, приведены на рис. 281, *б*. При уменьшении сопротивлении резистора R_1 генератор переходит в режим автоколебаний.

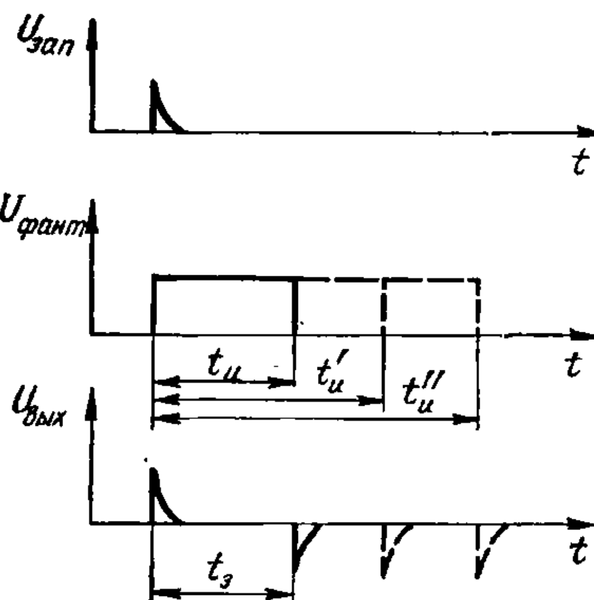


Рис. 282. Графики импульсов для получения плавной переменной задержки.

Длительность прямого хода пилообразного напряжения $T_{раб}$ определяется временем разряда конденсатора C:

$$T_{раб} = t_{разр} \approx \xi R_1 C,$$

где ξ — коэффициент использования напряжения коллекторного питания ($\xi = 0{,}5 \div 0{,}75$).

Время восстановления

$$t_{восст} = (4 \div 5)\, C R_{К_1}.$$

Для надежного запирания транзистора $T1$ в исходном состоянии необходимо выполнение условия

$$r(I_Д - I_{К_0}) = (0{,}5 \div 1)\ В.$$

К преимуществам фантастрона относятся: высокая линейность выходного напряжения и возможность плавного изменения длительности импульса в широких пределах. Последнее особенно важно при необходимости плавного изменения времени задержки $t_з$ импульса. Принцип получения плавной переменной задержки иллюстрируется графиками на рис. 282. Схема состоит из фантастрона (или другого ждущего импульсного генератора) и дифференцирующей цепи. При плавном

изменении длительности импульса фантастрона $t_и$ изменяется временной интервал $t_з$ между запускающим импульсом $U_{зап}$ и вторым импульсом на выходе дифференцирующей цепи.

ГЛАВА IX. ТЕЛЕВИДЕНИЕ

1. Основные световые величины и единицы их измерения

Световые лучи, воспринимаемые человеческим глазом,— это электромагнитные колебания с длиной волны от $\lambda_{мин} = 0,4$ мкм до $\lambda_{макс} =$

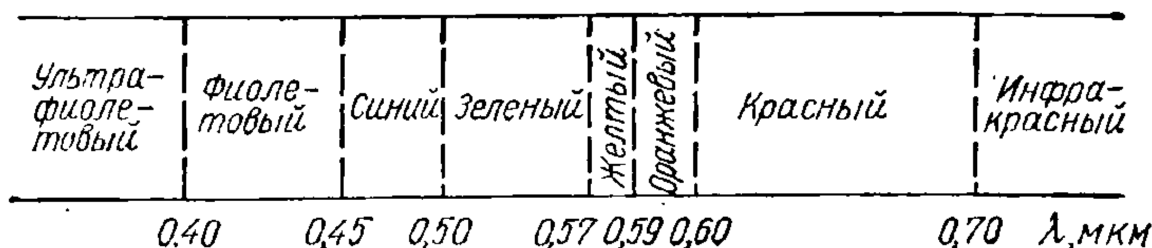


Рис. 283. Шкала спектра цветов света.

0,76 мкм. Волна $\lambda_{мин}$ соответствует фиолетовому цвету, а $\lambda_{макс}$ — красному.

Шкала спектра цветов света показана на рис. 283.

Человеческий глаз неодинаково реагирует на свет различной длины волны. Зависимость интенсивности зрительного ощущения K_λ от

Таблица 56

Основные светотехнические величины и единицы их измерения

Наименование световой величины	Определение световой величины	Обозначение и численное определение	Единица измерения
Световой поток	Часть лучистой энергии, которая воспринимается глазом человека как свет	$\Phi = I\omega = \pi I n$	Люмен (лм)
Освещенность	Световой поток, попадающий на единицу поверхности	$E = \frac{\Phi}{S}$	Люкс (лк) = $= 10^{-4}$ фот (ф)
Сила света	Величина светового потока, излучаемого в данном направлении, в пределах телесного угла	$I = \frac{\Phi}{\omega}$	Свеча (св)
Яркость	Сила света, излучаемого в данном направлении с единицы поверхности	$B = \frac{I}{S}$	Кандела на квадратный метр (кд/м²)
Светность	Отношение светового потока к площади поверхности, излучающей его	$R = \frac{\Phi}{S} = \pi B$	лм/м²
Контрастность	Отношение яркости наиболее светлого участка поверхности к яркости наиболее темного участка	$K = \frac{B_{макс}}{B_{мин}}$	Относительная величина

длины волны световых колебаний λ выражается кривой относительной спектральной чувствительности (видности) глаза (рис. 284).

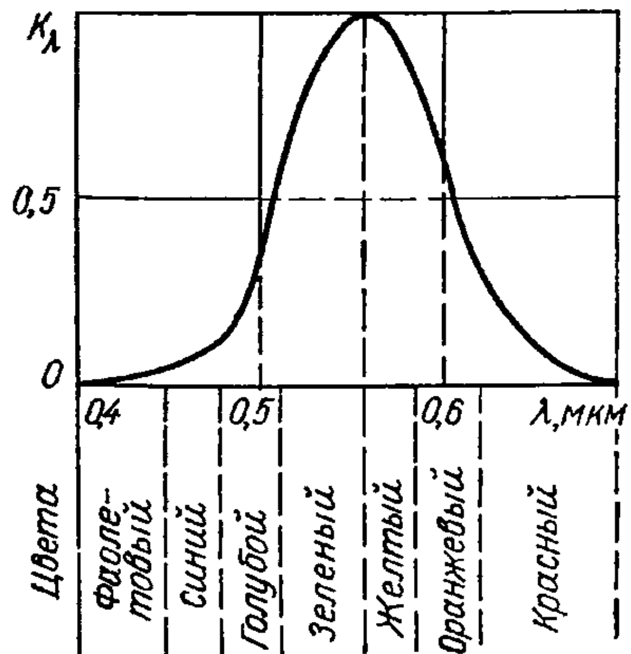


Рис. 284. Кривая относительной спектральной чувствительности глаза.

Основные светотехнические величины, их определения и единицы измерения приведены в табл. 56.

2. Принципы телевидения

Для передачи изображения на расстояние вначале преобразуют изображение в электрические сигналы, передают их по радиоканалу, а в месте приема осуществляют обратное преобразование электрических сигналов в световые.

На рис. 285 показана упрощенная структурная схема телевизионного тракта. Световой поток преобразуется в пропорциональные электрические сигналы при помощи передающей трубки. После усиления видеоусилителем электрический сигнал изображения одновременно с другими вспомогательными (служебными) сигналами поступает на модулятор радиопередатчика. Электромагнитные колебания, промодулированные по закону сигнала изображения, излучаются антенной. Телевизионный приемник демодулирует принятый сигнал, после чего сигнал

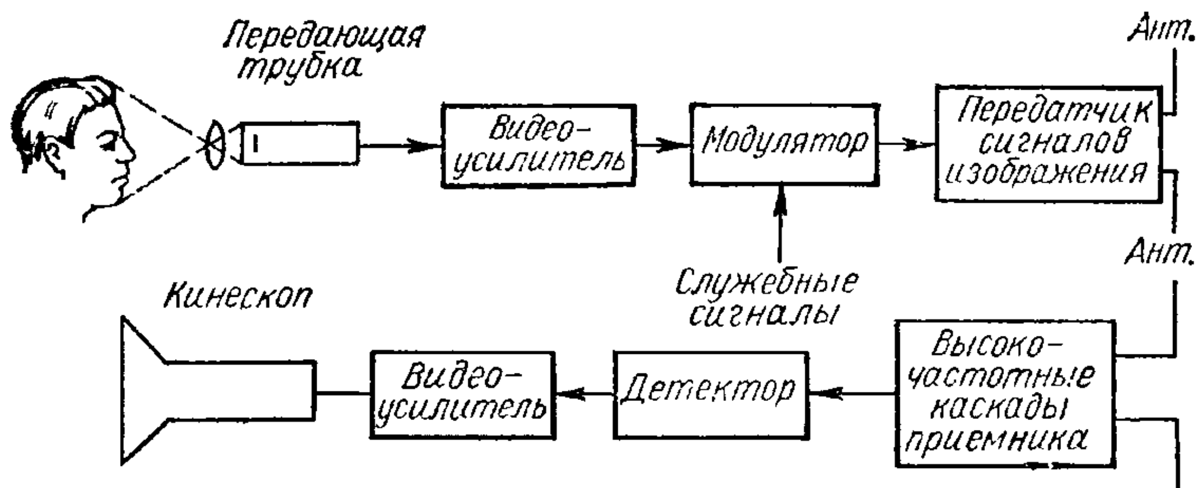


Рис. 285. Структурная схема телевизионного тракта

изображения поступает на приемную телевизионную трубку — кинескоп — преобразователь электрических сигналов в видимое изображение. Для передачи звукового сопровождения используют отдельный тракт, который начинается от микрофона (или другого преобразователя звуковых колебаний в электрические) и заканчивается громкоговорителем в телевизионном приемнике.

В телевидении применяется поэлементная передача изображения, при которой изображение разбивается на большое количество отдельных элементов. Световые потоки от каждого элемента преобразуются

в электрические сигналы, которые последовательно передаются по каналу связи. В месте приема электрические сигналы от всех элементов изображения также последовательно преобразуются в пропорциональные световые сигналы и размещаются на экране телевизора в требуемом порядке, восстанавливая передаваемое изображение.

Передача изображения начинается с левого верхнего угла. Первым преобразуется в электрический сигнал первый элемент верхней строки, затем преобразуются последовательно один за одним все элементы этой строки. После окончания первой строки происходит разложение иа элементы следующей строки и т. д. Окончание последней строки соответствует окоичанию кадра телевизионной передачи, после чего весь процесс повторяется (рис. 286).

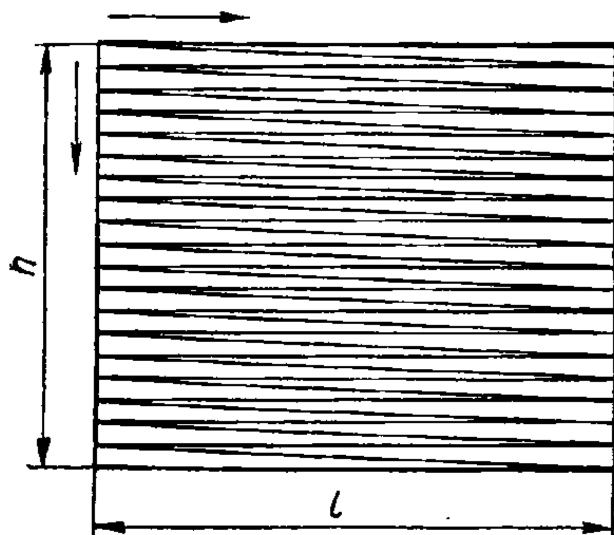


Рис. 286. Развертка телевизионного изображення.

Размер одного элемента определяется толщиной строки (в электронно-лучевой трубке диаметром электронного луча). Если каждая последующая строка размещается рядом с предыдущей, то количество элементов по вертикали равно z. При квадратном экране общее количество элементов $N = z^2$.

Реальный экран имеет форму прямоугольника. Отношение длииы экрана l к его высоте h называется форматом кадра:

$$p = \frac{l}{h}.$$

В системе телевидения СССР $p = \frac{4}{3}$, количество строк в одном кадре 625. Поэтому количество элементов, на которое разлагается изображение,

$$N = pz^2 = \frac{4}{3} z^2 = \frac{4}{3} \cdot 625^2 \approx 520\,000.$$

Такое количество элементов позволяет получить четкость изображения, приближающуюся к качеству изображения на киноэкране.

Впечатление целостности изображения прн смене кадров получается вследствие иерционности зрительного восприятия. Изображение нормальной яркости кажется немелькающим при частоте смены изображений не менее 40—50 Гц.

При обычной (прогрессивной) развертке частота смены кадров равиа 50 Гц. При чересстрочной развертке частота кадров 25 Гц, причем для устранения мельканий каждый кадр разбивается на два полукадра, поэтому частота смены полукадров составляет 50 Гц.

Самое простое телевизиоиное изображение — черно-белое поле, которое соответствует одному изменеиию градации яркости в течение кадра (рис. 287, *а*). Частота видеосигнала в этом случае равна частоте смены полей, т. е. 50 Гц.

На рис. 287, *б* показаио изображение, соответствующее наибольшей частоте телевизионного сигнала. Оно состоит из чередования черных и белых клеточек, причем размер каждой клеточки равеи размеру одного элемента изображения.

Во время преобразования такого изображения в электрический сигнал одна пара клеточек (черная и белая) преобразуется в один импульс напряжения. Следовательно, общее количество импульсов за один кадр равно половине числа элементов в кадре $\frac{N}{2}$. За одну секунду сменяется $f_к$ кадров, поэтому наивысшая частота телевизионного изображения

$$f_{макс} = \frac{N}{2} f_к = \frac{pz^2}{2} f_к.$$

Учитывая, что средняя вертикальная четкость составляет 0,75 z, максимальную частоту обычно определяют по формуле

$$f_{макс} = 0{,}75 \frac{N}{2} f_к \approx$$

$$\approx 0{,}5 z^2 f_к.$$

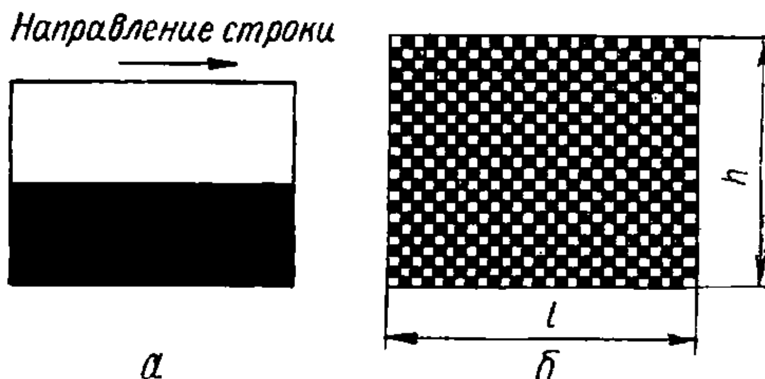


Рис. 287. Изображения, соответствующие наименьшей (а) и наибольшей (б) частотам телевизионного сигнала.

При чересстрочной развертке $f_к = 25$ Гц

$$f_{макс} = 0{,}5 \cdot 625^2 \cdot 25 \approx 5 \text{ МГц}.$$

Таким образом, в сигнале изображения содержатся частоты от 50 до 5—5,5 МГц. Кроме того, для передачи информации при медленных изменениях средней освещенности объекта необходимо передать составляющие видеосигналов с частотами от 0 до 2—3 Гц.

3. Полный телевизионный сигнал

Изображение на экране кинескопа возникает во время движения электронного луча. Для получения на экране кинескопа такого же изображения, какое передает телевизионная камера, необходимо, чтобы электронный луч в приемной трубке перемещался по экрану в точном соответствии с перемещением луча в передающей трубке камеры. Для этой цели в телевизионный сигнал при его формировании вводят специальные импульсы синхронизации и гашения, которые вырабатывает синхрогенератор. Импульсы синхронизации обеспечивают управление движением электронного луча по строкам и по кадрам (строчные и кадровые синхроимпульсы).

Для того чтобы в приемнике можно было отделить сигналы изображения от синхроимпульсов, последние имеют больший уровень, чем уровень сигнала, соответствующий черному элементу изображения (уровень «чернее черного»). Строчные и кадровые синхроимпульсы имеют различную длительность: длительность кадровых синхроимпульсов намного большая, чем строчных. Это необходимо для их разделения в приемнике.

После окончания сигнала изображения, соответствующего одной строке, величина сигнала некоторое время остается постоянной на уровне черного. В течение этого времени электронный луч совершает обратный ход, который на экране телевизора не наблюдается. Часть сигнала, на участке которого поддерживается постоянный уровень черного, называется гасящим импульсом. Эти импульсы являются как бы фундаментом, на котором расположены синхроимпульсы. Для того чтобы не

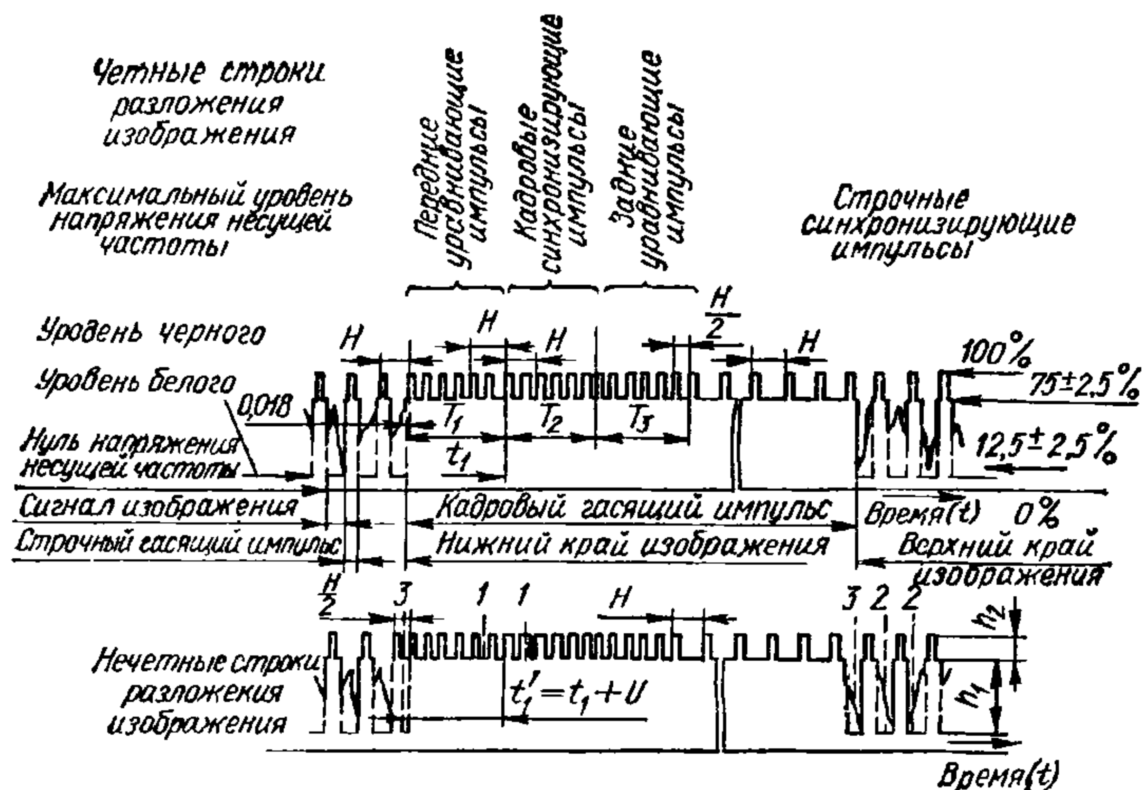


Рис. 288. Форма полного телевизионного сигнала при чересстрочной развертке.

нарушалась строчная синхронизация во время действия полукадрового синхроимпульса, в последнем имеются «вырезки» с частотой строк.

При чересстрочной развертке для устойчивой синхронизации по кадрам на полукадровом гасящем импульсе, помимо импульсов синхронизации, размещаются специальные уравнивающие импульсы с удвоенной частотой строк. Необходимость в уравнивающих импульсах связана с тем, что синхроимпульсы первого и второго полукадров неодинаковые вследствие несимметричного расположения «вырезок»: интервал между последним строчным синхроимпульсом в полукадре и началом первого полукадрового импульса равен длительности полови-

Таблица 57

Основные параметры ГОСТ 7845—75

Параметры	ГОСТ 7845—75
Номинальное число строк в кадре, z	625
Номинальная полоса видеочастот Δf, МГц	6
Ширина радиоканала для передачи телевизионных программ (включая звуковое сопровождение), МГц	8
Разнос по частоте между несущими частотами изображения и звукового сопровождения, МГц	+6,5
Номинальная частота строк $f_с$, Гц ($f_с = zf_к$)	15 625
Частота полукадров $f_{пк}$, Гц	50
Частота кадров $f_к$, Гц	25
Полярность модуляции сигнала изображения	Негативная (уменьшение яркости изображения соответствует увеличению амплитуды высокочастотного сигнала)
Уровень гасящих импульсов от максимальной амплитуды напряжения высокой частоты, %	75

ны строки, а интервал до начала второго полукадрового импульса — длительности целой строки.

Форма полного телевизионного сигнала при чересстрочной развертке показана на рис. 288.

Телевизионный стандарт СССР (ГОСТ 7845—75) устанавливает основные характеристики и параметры системы черно-белого телевизионного вещания (табл. 57). В соответствии с ГОСТ разложение должно быть чересстрочным, формат кадра $p = 4/3$, модуляция радиопередатчика изображения — амплитудная, а передатчика звукового сопровождения — частотная.

4. Передающие трубки

В передающих телевизионных трубках используется внешний или внутренний фотоэлектрический эффект.

Внешний фотоэффект (фотоэлектронная эмиссия) — это проявление способности вещества эмиттировать электроны под воздействием светового потока. Кинетическая энергия эмиттируемых электронов прямо

Таблица 58

Граничные длины световых волн и работа выхода некоторых металлов

Металл	Граничная длина световых волн, нм	Работа выхода, В
Платина	185—280	6,67—4,40
Железо	259—315	4,77—3,92
Сурьма	307	4,02
Алюминий	298—439	4,14—2,81
Натрий	583—600	2,11—2,05
Калий	612—710	2,01—1,74
Рубидий	810	1,52
Цезий	630—900	1,96—1,37

пропорциональна частоте падающего на фотокатод светового потока и не зависит от его интенсивности. Если электрон обладал энергией W, то при воздействии на него кванта света (фотона) его энергия

$$W' = W + h\gamma,$$

где $h = 6{,}62 \cdot 10^{-27}$ эрг/с — постоянная Планка; γ — частота колебаний световых волн.

Частота световых волн, при которой энергия фотона равна работе выхода электрона из вещества, называется граничной частотой (длиной волны). Граничные длины световых волн и работа выхода некоторых металлов приведены в табл. 58. Работу выхода можно уменьшить, если покрыть металл одноатомным слоем другого вещества. Такие активированные фотокатоды используются в передающих телевизионных трубках. Широко применяются сурьмяно-цезиевые и оксидно-цезиевые фотокатоды.

Простейшим прибором, в котором используется внешний фотоэффект, является фотоэлемент (рис. 289). В стеклянном баллоне расположены фотокатод K и анод A. Фотокатод выполняется в виде тонкой металлической пленки, нанесенной на внутреннюю поверхность стекла баллона. Форма анода такова, что световой поток беспрепятственно попадает на фотокатод. Фотоэлемент включается в электрическую цепь аналогично ламповому диоду: анод подключается к положительному

полюсу источника, катод — к отрицательному. Ток в цепи фотоэлемента (фототок) пропорционален световому потоку, падающему на фотокатод (закон Столетова):

$$i_ф = \varepsilon F,$$

где ε — чувствительность фотокатода, мкА/лм; F — световой поток, лм.

Зависимость тока $i_ф$ от анодного напряжения при постоянном световом потоке — вольт-амперная характеристика фотоэлемента — приведена на рис. 290. Чем больше величина светового потока, тем больше фототок при том же анодном напряжении.

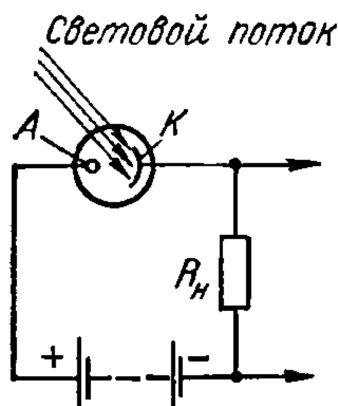


Рис. 289. Схема включения фотоэлемента

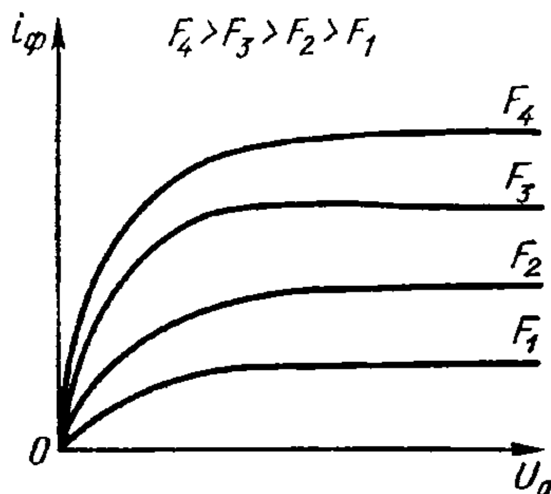


Рис. 290. Вольт-амперная характеристика фотоэлемента.

Для получения больших фототоков применяются фотоэлектронные умножители, представляющие собой сочетание фотоэлемента и системы электродов (динодов), изготовленных из материала с большим коэффициентом вторичной эмиссии (рис. 291). Световой поток попадает на фотокатод *ФК*, в результате чего возникает фотоэлектронная эмиссия. Электроны, вылетевшие с поверхности фотокатода, направляются к первому диноду *Д1* и выбивают с его поверхности вторичные электроны. Эти электроны попадают на поверхность второго динода *Д2*, имеющего более высокий потенциал, чем *Д1*, и выбивают еще большее число электронов и т. д. Усиленный электронный поток попадает на анод *А*.

Выходной ток фотоумножителя

$$i_{фу} = i_0 \sigma^n,$$

где i_0 — ток первичных электронов; σ — коэффициент вторичной эмиссии каждого динода; n — количество динодов.

Внутренний фотоэффект (фотопроводимость) заключается в изменении проводимости полупроводников при изменении интенсивности падающего на них светового потока. Фотоэлемент, в котором используется внутренний фотоэффект, называется фоторезистором. Схема включения фоторезистора приведена на рис. 292. Ток, протекающий через фоторезистор, зависит от светового потока и напряжения, приложенного к фоторезистору. С увеличением светового потока сопротивление полупроводника уменьшается и ток в цепи возрастает. Основным преимуществом фоторезисторов является их высокая чувствительность. К существенным недостаткам фоторезисторов относятся: нелинейная зависимость фотоэлектрического тока от светового потока и их значительная инерционность, которая сказывается уже на частоте 10—100 Гц.

Передающие телевизионные трубки делятся на два класса: трубки мгновенного действия и трубки с накоплением зарядов.

Трубки мгновенного действия (диссектор, статотрон и др.) в настоящее время не применяются вследствие низкой чувствительности и других недостатков. Иногда для передачи кинофильмов и диапозитивов применяют систему с бегущим лучом (рис. 293), в которой используются процессы, характерные для трубок мгновенного действия. Система состоит

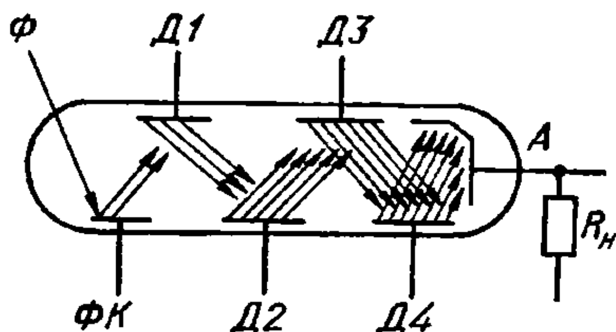


Рис. 291. Устройство фотоэлектронного умножителя.

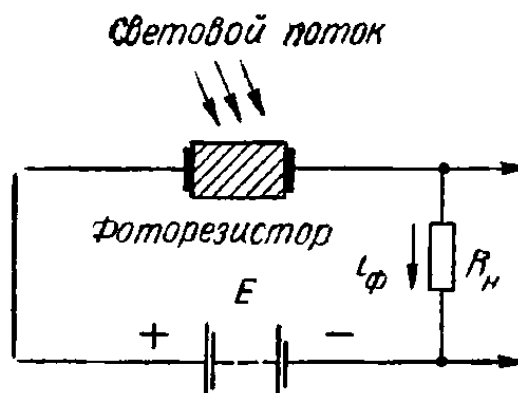


Рис. 292. Схема включения фоторезистора.

из электронно-лучевой трубки *1*, имеющей малое время послесвечения экрана, объектива *2*, оптической системы (конденсора) *4* и фотоэлектронного умножителя *5*. Между объективом *2* и конденсатором *4* расположен диапозитив (кинолента) *3*. На отклоняющую систему электронно-лучевой трубки *1* подаются пилообразные напряжения, под действием которых электронный луч перемещается по строкам и кадрам. Так как время послесвечения экрана очень мало, то на экране возникает быстро перемещающееся световое пятно постоянной яркости.

Световой поток, излучаемый светящимся пятном, проектируется объективом на диапозитив в виде светящейся точки. Интенсивность светового

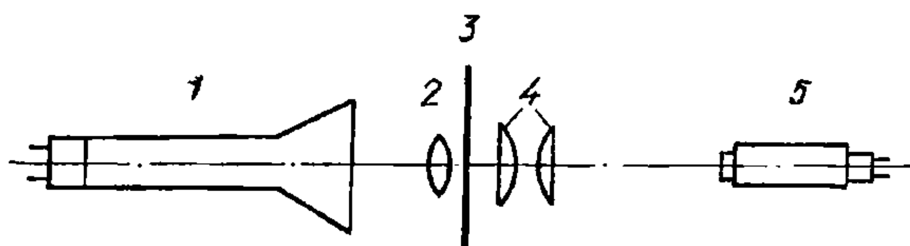


Рис. 293. Схема устройства системы с бегущим лучом.

потока, падающего на конденсор, зависит от плотности (светопроницаемости) соответствующего элемента изображения на диапозитиве. Конденсор направляет световой поток на фотоэлектронный умножитель, на выходе которого образуется электрический сигнал. При движении светового пятна по строкам и кадрам на выходе фотоэлектронного умножителя возникает видеосигнал, соответствующий изображению на диапозитиве.

Использование принципа накопления зарядов позволяет резко повысить чувствительность передающих телевизионных трубок. В трубках с накоплением зарядов энергия светового потока, падающего на элементарную поверхность, накапливается в виде электрического заряда элементарного конденсатора. Совокупность зарядов элементарных конденсаторов образует потенциальный рельеф.

Зарядка элементарных конденсаторов происходит в течение времени, равного периоду кадровой развертки, а разряд каждого конденсатора происходит за очень короткое время нахождения электронного луча на данном элементе изображения. Поэтому разрядный ток, образующий видеосигнал, оказывается намного большим, чем фототок в трубках. К трубкам с накоплением зарядов относятся иконоскопы, супериконоскопы, суперортиконы, видиконы и др.

5. Иконоскоп

Важнейшей частью иконоскопа является фотомозаика (рис. 294). Она представляет собой тонкую пластину слюды *2*, на одну сторону которой нанесены несколько миллионов изолированных друг от друга мелких серебряных зерен, покрытых тонким слоем цезия. Каждое зерно представляет собой как бы миниатюрный катод *1* фотоэлемента. Вторая сторона пластины *2* покрыта тонким слоем металла *3*, который называется сигнальной пластиной. Каждое зерно фотомозаики образует с сигнальной пластиной элементарный конденсатор.

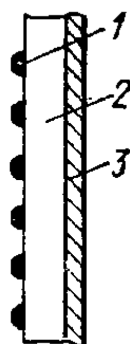


Рис. 294. Устройство фотомозаики

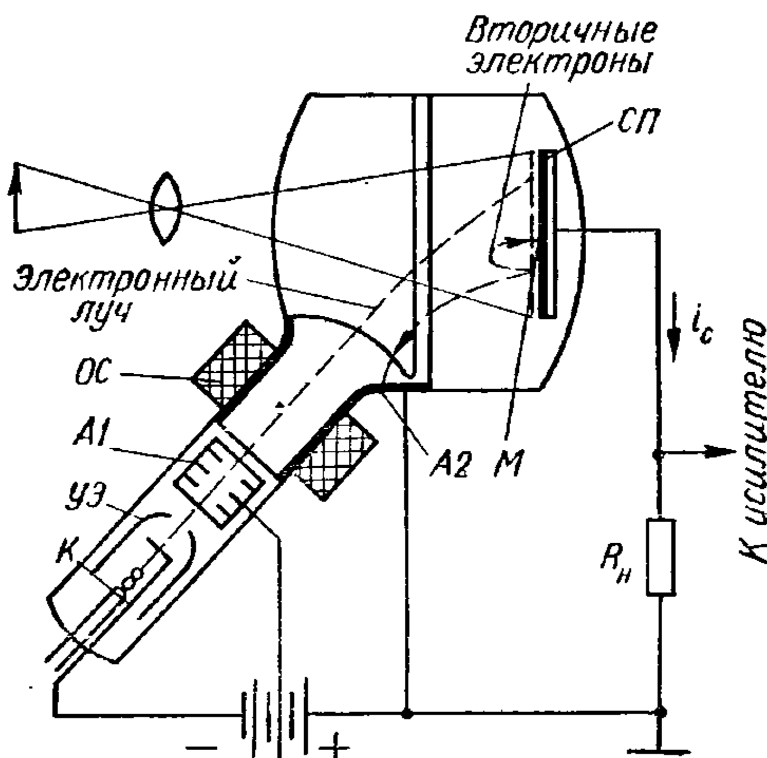


Рис. 295. Устройство иконоскопа.

Устройство иконоскопа показано на рис. 295. Стеклянный баллон имеет узкую горловину и расширенную часть. В горловине расположен электронный прожектор: катод *К*, управляющий электрод *УЭ*, первый анод *А1* и второй анод *А2*, роль которого выполняет слой металла, нанесенный на внутреннюю поверхность стекла колбы. Фотомозаика находится в широкой части колбы. На узкой горловине размещена отклоняющая система *ОС* (строчные и кадровые отклоняющие катушки).

Величина напряжения между вторым анодом и катодом примерно 1200 В. При таком напряжении скорость электронов, попадающих на элемент фотомозаики, достаточно велика и коэффициент вторичной эмиссии больше единицы. Так как количество вторичных электронов превышает количество падающих, то элемент фотомозаики заряжается положительно. Если элемент фотомозаики не освещен, то электрическое равновесие, при котором количество вторичных электронов становится равным количеству падающих, наступает при потенциале +3 В относительно второго анода. Вторичные электроны направляются ко второму

аноду, однако вследствие незначнтельиой скорости их вылета и слабого ускоряющего поля большая часть их возвращается иа мозаику. Под действием возвращающихся вторичиых электронов потенциал тех элементов фотомозаики, иа которые уже ие попадает электроииый луч, снижается до величииы —1,5 В относительио второго аиода. Такнм образом, после того как электронный луч заканчивает движение по последней строке кадра, иеосвещеииая фотомозаика имеет потенциал порядка —1,5 В отиосительно второго анода. До такого напряжения заряжаются все элементарные емкости.

Еслн элемент фотомозаики освещен, то из иего вылетают фотоэлектроиы, количество которых пропорциональио освещеиности элемента. При этом потеицнал элемента повышается и заряд элементариого коиденсатора соответствеиио измеияется. Максимальиой освещеиности соответствует потенциал элемента +1 В. Следовательио, потеициал элеменита может измеияться от —1,5 В (при иеосвещеиной мозаике) до +1 В (при максимальной освещенности).

Вие зависимости от исходного потеициала электроиный луч доводит потенцнал элемента фотомозаики до +3 В.

Когда электронный луч попадает иа иеосвещеиный элемент мозаики, то для получения потенциала +3 В из данного элемента вылетает количество вторичных электроиов, которое соответствует изменению потеициала от —1,5 до +3 В (разность потенцналов 4,5 В). Если на элемент попадает максимальиый световой поток, то из элемеита вылетает меньше вторичных электронов, количество которых соответствует изменению потеициала от +1 до +3 В (разность потенциалов 2 В). В первом случае ток, протекающий по цепи: элемент мозаики, второй анод, сопротивленне иагрузки $R_н$, сигнальная пластина — оказывается намного большим, чем во втором случае. При движении электронного луча по строкам и кадрам на сопротивлении нагрузки создается падение иапряжеиия, зависящее от освещеииости элементов изображения. Полярность выходиого иапряжения отрицательиа относительно корпуса (второго анода), причем максимальиой освещенности соответствует минимальный отрицательиый потенциал.

Так как в цепи, по которой протекает ток, создающий видеосигнал, имеется емкость, то иа сопротивлении $R_н$ выделяется только переменная составляющая видеосигнала. Постояиную составляющую восстанавливают при помощи специальных схем фиксации уровня.

Чтобы потенциальный рельеф фотомозаики ие искажался при обратном ходе электронного луча, на время обратного хода трубка запирается отрицательным (гасящим) импульсом, который подается на управляющий электрод.

Основными недостатками иконоскопа являются низкая чувствительность, наличие так называемого черного пятна и трапецеидальные искажения растра. Низкая чувствительность объясняется в основном малой разностью потенциалов между фотомозаикой и вторым аиодом и, следовательно, малой величиной фототока, создающего полезный сигнал на сопротивлении иагрузки. Для нормальной работы икоиоскопа требуется освещенность объекта ие менее 5000 лк.

Возникновение черного пятна связано с неравномерным «оседанием» вторичных электронов на поверхность фотомозаики. Расстояние от второго аиода до элемеитов, расположеииых в центре фотомозаики, оказывается значительио большим, чем до элементов, находящихся на ее периферии. Поэтому иа средние участки мозаики возвращается большее число вторичных электроиов, что приводит к появлению в средней части изображения темного пятна. Для компенсации черного

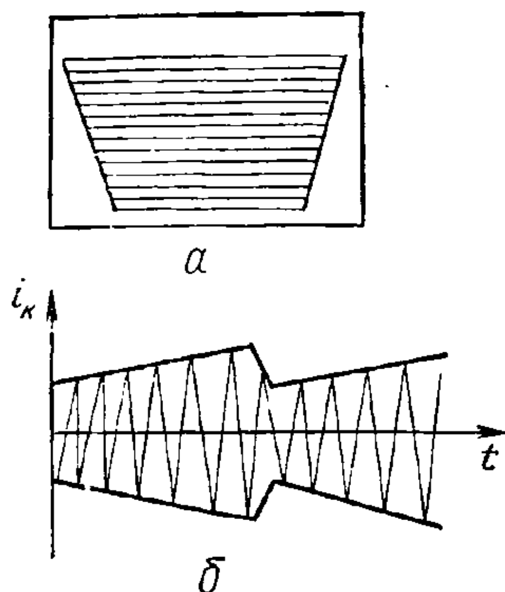


Рис. 296. Трапецеидальное искажение растра (*а*) и модуляция импульсов строчной развертки (*б*).

пятна в телевизионный тракт вводят компенсирующий сигнал, состоящий из импульсов пилообразной, параболической и синусоидальной форм, вырабатываемых специальным генератором.

Трапецеидальные искажения растра возникают за счет того, что электронный луч в иконоскопе направлен под углом 30° к оптической оси. Так как пути электронов до верхних и нижних строк различны, длина нижних строк получается меньшей, чем верхних, и весь растр имеет трапецеидальную форму (рис. 296, *а*). Указанный недостаток устраняется за счет амплитудной модуляции импульсов строчной развертки по закону пилообразного напряжения (рис. 296, *б*). При этом вверху растра, где строка получается больше, амплитуда тока строчной развертки уменьшается, а внизу растра — увеличивается.

6. Супериконоскоп (иконоскоп с переносом изображения)

Конструкция супериконоскопа и схема его включения показаны на рис. 297. В качестве светочувствительной поверхности используется сплошной полупрозрачный фотокатод *ФК*, работающий на просвет. Он нанесен в виде тонкой пленки на внутреннюю поверхность передней тор-

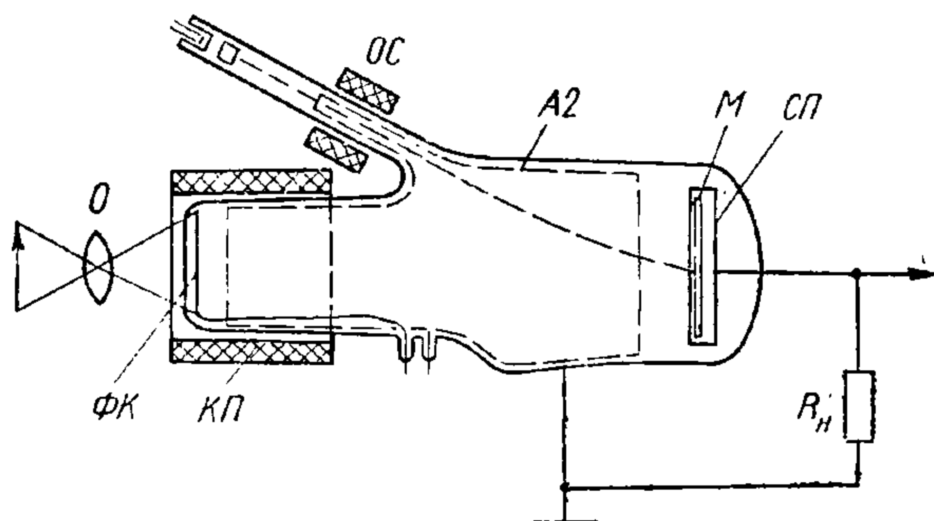


Рис. 297. Схематическое устройство супериконоскопа.

цевой стенки колбы; в противоположном конце более широкой части колбы размещена мишень *М*, представляющая собой тонкую диэлектрическую пластину. Мишень с обратной стороны покрыта слоем металла, который выполняет роль сигнальной пластины *СП*.

Поверхность мишени, обращенная к фотокатоду, обладает большим коэффициентом вторичной эмиссии.

В узкой горловине расположен электронный прожектор, аналогичный прожектору в иконоскопе.

На переднюю часть колбы надевается длинная катушка переноса *КП*, создающая равномерное магнитное поле, направление которого совпадает с оптической осью трубки.

Оптическое изображение проецируется объективом *О* на фотокатод. За счет фотоэлектронной эмиссии с его внутренней поверхности вылетают электроны, количество которых пропорционально освещенности. В плоскости фотокатода образуется как бы «электронное изображение», состоящее из пространственного заряда различной плотности. Так как

Таблица 59

Электрические данные трубок ЛИ-7 и ЛИ-101

Параметр	Режим нормальный	
	ЛИ-7	ЛИ-101
Ток накала, А	0,3	0,3
Напряжение, В:		
накала	12,6	6,3
катода	—1200	—1200
фотокатода	—800	—800
анода	—	—400
коллектора	0	0
модулятора	От —80 до —140	—
Напряжение корректирующих рамок, В	±20	±25
Напряжение корректирующего кольца, В	—	±5
Напряжение ускоряющего цилиндра, В	—	0—10
Рабочее отрицательное напряжение модулятора относительно катода, В	10—100	10—100
Разность между рабочим напряжением модулятора и напряжением запирания луча, В	—	40

между фотокатодом и коллектором (вторым анодом) *А2* существует ускоряющее электрическое поле, то электронное изображение перемещается к мишени. Расфокусировке электронного изображения препятствует магнитное поле катушки переноса. При переносе электронного изображения мишень подвергается бомбардировке фотоэлектронами, в результате чего на мишени образуется потенциальный рельеф. Различие между образованием потенциального рельефа в иконоскопе и супериконоскопе заключается в том, что в первом потенциальный рельеф образуется за счет фотоэлектронов, вылетающих с поверхности фотомозаики, а во втором — за счет вторичных электронов, выбиваемых из мишени. Вследствие того, что материал мишени обладает большим коэффициентом вторичной эмиссии ($\sigma = 4 \div 5$), «глубина» потенциального рельефа получается большей, чем в иконоскопе. Это обусловливает более высокую чувствительность. Электронный луч доводит потенциал участков мишени до +3 В относительно коллектора, при этом в цепи: участок поверхности мишени, *А2*, сопротивление нагрузки $R_н$, сигнальная пластина протекает ток, создающий на $R_н$ напряжение видеосигнала.

Супериконоскоп может работать при освещенности объектов 500—1000 лк.

Супериконоскоп имеет такие же недостатки, как иконоскоп, и, кроме того, в нем возникают геометрические искажения за счет неравномерного магнитного поля, создаваемого катушкой переноса.

Технические характеристики супериконоскопов ЛИ-7 и ЛИ-101 приведены в табл. 59.

7. Суперортикон

Колба суперортикона цилиндрическая, ступенчатой формы (рис. 298).

Суперортикон состоит из полупрозрачного фотокатода *ФК* и двусторонней днэлектрической мишени *ДМ*, которая представляет собой тонкую стеклянную пластинку толщиной примерио 5 мкм и диаметром около 40 мм. В конце узкой части колбы расположеиы электроний прожектор и вторично-электронный умножитель.

Рядом с двусторонией мишенью расположеиа металлическая сетка *С*, имеющая потенциал +1 В. В колбе также имеются четыре кольцевых электрода *КЭ1—КЭ4*. Первый кольцевой электрод *КЭ4*, расположенный между фотокатодом и мишенью, создает ускоряющее электрическое поле для переноса электроиного изображения. Кольцевые электроды *КЭ1*, *КЭ2*, *КЭ3*, расположенные между мишенью и электрониым прожектором, создают тормозящее электрическое поле для электронного луча, образованного электронным прожектором. Вторично-электронный умножитель состоит нз иескольких динодов, окружающих электронный прожектор. Анод (коллектор) умножителя представляет собой сплошной диск. В цепь анода умножителя включено сопротивлеиие нагрузки $R_н$.

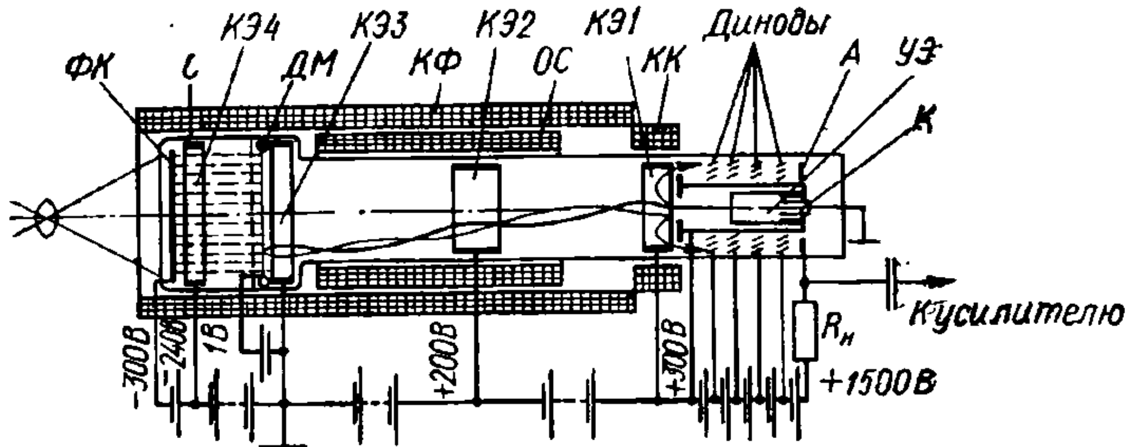


Рис. 298. Схематическое устройство суперортнкона.

На колбу надеты две пары отклоняющих катушек: длинная фокусирующая катушка *КФ* и короткая корректирующая катушка *КК*.

При проецировании оптнческого нзображения иа фотокатод образуется электронное изображение, которое перемещается к мишени. В результате электрониой бомбардировки на мишени образуется потеициальный рельеф. Вследствие электрической индукции такой же потенциальный рельеф возннкает иа другой стороне мишени, обращеииой к электронному прожектору, что позволяет направлять электроиный луч на другую сторону мншени. В этом состоит первое принципиальное отлнчие данной трубки от иконоскопа и супериконоскопа: в суперортикоие фотоэлектроны бомбардируют одну сторону мишени, а коммутацня потенциального рельефа электронным лучом происходит с другой стороны мишени. Последиее позволнло совместнть ось электронного прожектора с оптической осью и этнм устранить трапецендальное искажение растра.

Вторнчные электроны, выбитые фотоэлектроиами из мишени, почти полностью притягиваются сеткой *С* и ие осаждаются на мишени, что способствует образоваиию более глубокого потенциального рельефа и, следовательно, повышеиию чувствительности трубки.

Другое принципиальное отличие суперортиксн: состоит в том, что коммутация потенциального рельефа осуществляется медлениыми

электронами ($\sigma < 1$). Электроны, вылетевшие из электронного прожектора, попадают в тормозящее поле, образованное электродами *КЭ1*, *КЭ2* и *КЭ3*. Потенциалы на этих электродах подобраны так, чтобы скорость электронов становилась равной нулю у поверхности мишени. Затем электроны начинают движение в обратном направлении (теперь потенциалы *КЭ1*—*КЭ3* являются ускоряющими) и попадают на вторично-электронный умножитель. Если фотокатод не освещен, то на мишени потенциального рельефа нет и плотность отраженного от мишени электронного потока постоянна. При освещенном фотокатоде на мишени возникает положительный потенциальный рельеф.

Таблица 60

Электрические данные трубок ЛИ-17, ЛИ-201 и ЛИ-230

Параметр	Режим нормальный		
	ЛИ-17	ЛИ-201	ЛИ-230
Напряжение накала, В	6,3	6,3	6,3
Ток накала, А	0,6	0,6	0,1
Напряжение фотокатода, В	—450	—450	—600
Напряжение ускоряющего электрода, В	—450	—450	—500
Напряжение мишени, В	5	5	3
Напряжение тормозящего электрода, В	150	300	200
Напряжение цилиндра умножителя, В	280	300	300
Запирающее напряжение модулятора, В	—95	—150	—150
Напряжение анода прожектора и первого динода, В	285	300	285
Напряжение второго динода, В	570	570	—
Напряжение третьего динода, В	850	850	—
Напряжение четвертого динода, В	1130	1130	—
Напряжение пятого динода, В	1400	1400	—
Напряжение коллектора, В	1500	1500	2100
Температура баллона, °С	60	60	60

Под действием отклоняющих катушек электронный луч перемещается по тыльной поверхности мишени и нейтрализует ее положительный заряд. Количество электронов, перешедших из электронного луча на мишень, пропорционально освещенности соответствующего элемента фотокатода. Следовательно, обратный поток электронов оказывается промодулированным по плотности, причем, чем ярче участок изображения, тем больше электронов переходит на мишень и тем меньший ток протекает через сопротивление нагрузки $R_н$.

Коммутация потенциального рельефа медленными электронами почти полностью устраняет черное пятно, так как при такой коммутации мишени не выбиваются вторичные электроны.

Суперортикон является в настоящее время наиболее чувствительной передающей трубкой. Он нормально работает при освещенности объекта 1—2 лк.

К недостаткам суперортикона относятся сложность конструкции и регулировки, а также высокий уровень собственных шумов.

Технические характеристики суперортиконов типа ЛИ-17, ЛИ-201 и ЛИ-230 приведены в таблице 60.

8. Видикон

Видикон — передающая трубка, в которой используется внутренний фотоэффект.

Основным элементом видикона (рис. 299, *а*) является полупроводниковая мишень *М*, которая нанесена на внутреннюю торцовую

поверхность колбы (рис. 299, *б*). Мишень состоит из полупрозрачной металлической пленки *СП*, называемой сигнальной пластиной, и слоя полупроводника *ФП* толщиной в несколько микрометров. В качестве полупроводника используются селен, трисульфид сурьмы, сернистый кадмий и др. Сигнальная пластина соединена с металлическим кольцом *КЛ*, которое приварено к стеклу баллона и выведено наружу.

Электронный прожектор состоит из катода *К*, управляющего электрода *УЭ* и двух анодов (*А1*, *А2*). В некоторых типах видиконов применяются три анода. Второй и третий аноды имеют вид цилиндра. Последний заканчивается у мишени сеткой *С*, которая обеспечивает перпендикулярное падение электронов на мишень по всей ее поверхности

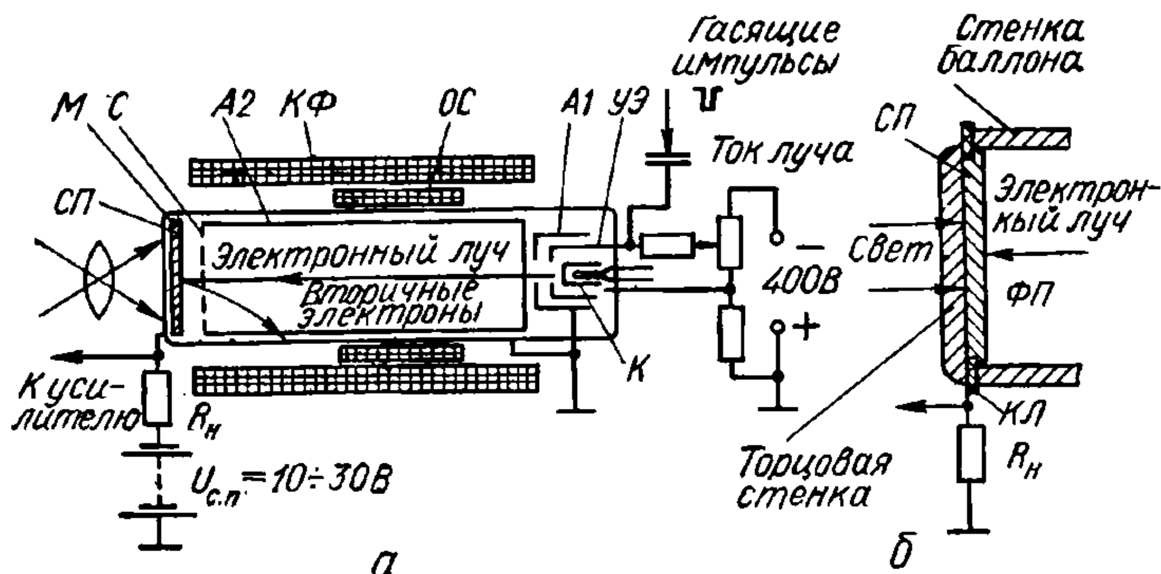


Рис. 299. Схематическое устройство видикона.

Отклонение и фокусировка электронного луча осуществляются с помощью отклоняющей системы *ОС* и фокусирующей катушки *КФ*, расположенных на баллоне.

Видиконы могут работать как с медленными электронами ($\sigma < 1$), так и с быстрыми электронами ($\sigma > 1$). Если мишень видикона с медленными электронами не освещена, то полупроводник имеет наибольшее сопротивление и его можно считать изолятором. При попадании медленных электронов на изолированную мишень она приобретает отрицательный заряд. Электрическое равновесие наступает тогда, когда потенциал мишени становится примерно равным потенциалу катода. При неосвещенной мишени перемещающийся электронный луч доводит ее потенциал до потенциала катода. Элементарные конденсаторы, образованные зарядами на поверхности полупроводника и сигнальной пластиной (диэлектриком служит полупроводник), заряжаются до напряжения $U_{с.п}$.

Если на мишень спроецировать оптическое изображение, сопротивление освещенных элементов мишени резко уменьшается и соответствующие элементарные конденсаторы начинают разряжаться, причем скорость разряда зависит от степени освещенности элемента. К моменту прихода электронного луча заряды элементарных конденсаторов будут различными, образуя потенциальный рельеф. Электронный луч подзаряжает элементарные емкости и зарядный ток и, протекая через сопротивление нагрузки, создает на нем импульсы сигнала изображения.

Видикон, работающий с быстрыми электронами, не имеет тормозящей сетки. На его сигнальную пластину подается отрицательный потенциал относительно катода. Потенциал элементарного конденсатора

доводится быстрым электронным лучом до потенциала анода. Зарядка элементарных конденсаторов происходит за счет вторичных электронов, ушедших на второй анод.

К основным достоинствам видиконов относятся высокая чувствительность и простота конструкции. Основной недостаток видикона — инерционность, которая обусловлена инерционностью процессов в полупроводнике. Инерционность видикона ограничивает возможность передачи быстро движущихся объектов. С увеличением освещенности объекта инерционность видикона уменьшается.

Таблица 61

Электрические данные трубок ЛИ-401, ЛИ-409 и ЛИ-413

Параметр	Режим нормальный		
	ЛИ-401	ЛИ-409	ЛИ-413
Напряжение накала, В	6,3	6,3	6,3
Ток накала, А	0,63	0,1	0,1
Напряжение второго анода, В	400	300	300
Напряжение первого анода, В	400	300	300
Напряжение на модуляторе, В	—	0÷ —85	0÷ —60
Запирающее напряжение модулятора, В	500—200	—125	—100
Напряжение фотосопротивления относительно анода, В	0—2	10÷90	5÷50

Видиконы с быстрыми электронами обеспечивают более высокую четкость и меньшую инерционность, чем трубки с медленными электронами. Однако они менее чувствительны, обладают небольшим сроком службы и у них наблюдается возникновение черного пятна. Поэтому больше распространены видиконы, работающие с медленными электронами. В табл. 61 приведены технические характеристики видиконов типа ЛИ-401, ЛИ-409 и ЛИ-413.

9. Приемные телевизионные трубки

Приемная трубка — кинескоп — предназначена для преобразования видеосигнала в соответствующее видимое изображение на приемном экране.

Различают кинескопы для непосредственного воспроизведения (трубки прямого видения) и проекционные трубки. Трубки первого типа применяются в телевизионных приемниках индивидуального пользования и в видеоконтрольных устройствах на телецентрах; трубки второго типа применяются в телевизионных приемниках коллективного пользования, имеющих большой экран, а также в телевизионных системах с бегущим лучом.

Кинескоп — это электронно-лучевая трубка с электромагнитным отклонением электронного луча. В современных кинескопах прямого видения используется электростатическая фокусировка луча. Применение в кинескопах обычного электронного прожектора, состоящего из катода, управляющего электрода и двух анодов, нерационально ввиду следующих основных недостатков: нежелательной зависимости тока луча от фокусирующего потенциала, а также паразитного свечения экрана вследствие вторичных электронов, выбиваемых с краев диафрагмы, которая расположена внутри первого анода.

Электронный прожектор, в котором устранены указанные недостатки, показан на рис. 300. Между управляющим электродом *УЭ* и первым анодом *А1* помещены дополнительные ускоряющие электроды. Они экранируют катод от поля первого анода, поэтому регулировка потенциала первого анода не влияет на величину катодного тока. Диафрагма, предназначенная для пропускания в фокусирующую систему электронов, имеющих небольшие отклонения траектории от оси трубки (апертурная диафрагма), расположена в цилиндре второго анода. Выбиваемые с ее краев вторичные электроны не ускоряются и поэтому не вызывают свечения экрана.

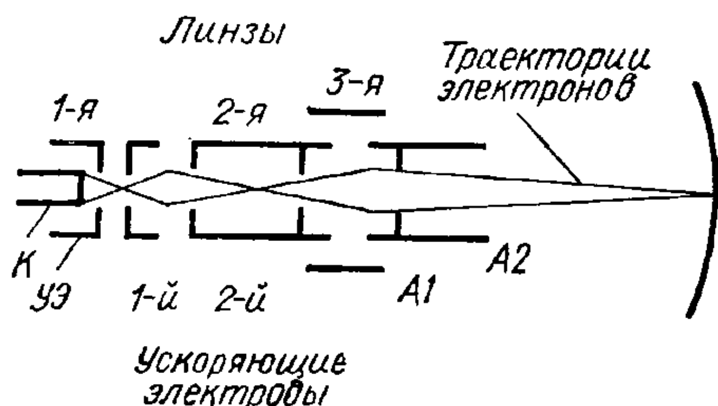


Рис. 300. Электронный прожектор с ускоряющими электродами.

Цвет свечения люминофора зависит от его химического состава. Для увеличения эффективности свечения экранов применяют металлизацию внутренней поверхности люминофора. Тонкая пленка алюминия выполняет роль зеркала, отражающего световые лучи в сторону зрителя. Металлизация экрана повышает контрастность изображения, а также предохраняет люминофор от разрушения вследствие ионной бомбардировки. При прохождении через металлическую пленку электроны теряют часть энергии, поэтому в кинескопах с металлизированным экраном анодное напряжение должно быть повышенным.

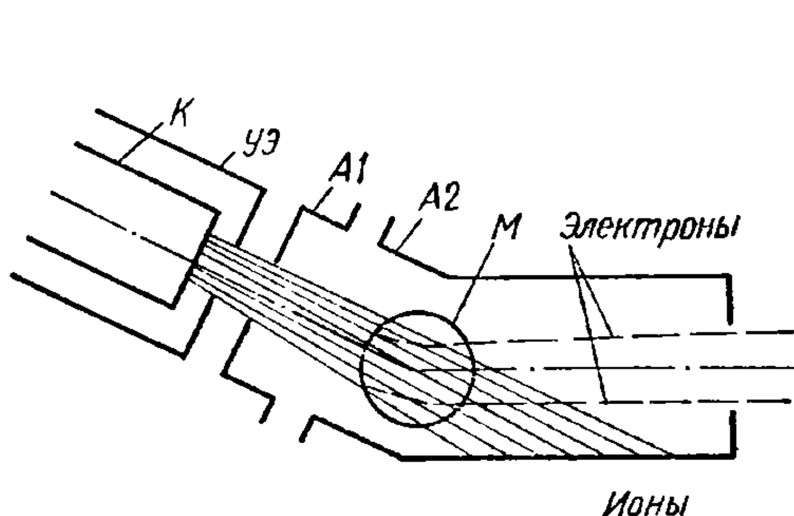


Рис. 301. Устройство ионной ловушки.

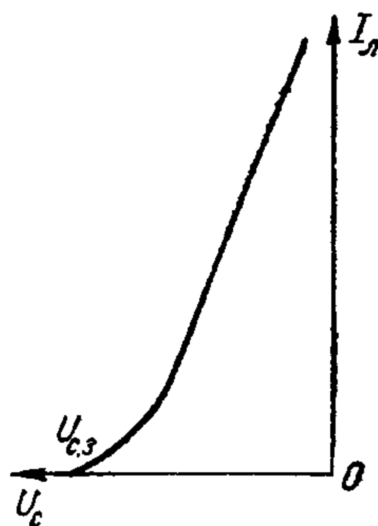


Рис. 302. Модуляционная характеристика электронного прожектора.

Важной характеристикой кинескопа является время послесвечения экрана. Для воспроизведения движущихся изображений время послесвечения не должно превышать 0,01 с.

Для уменьшения габаритов телевизоров современные кинескопы выполняются с прямоугольными экранами и углом отклонения 110°.

При работе кинескопа в области катода образуются отрицательные ионы, которые ускоряются электрическими полями и бомбардируют экран. Магнитные поля отклоняющей системы практически не влияют

на траекторию движения ионов, так как последние имеют большую массу. Поэтому ионы попадают в центральную часть экрана, сбивая слой люминофора. С течением времени в центре экрана появляется темное пятно (ионное пятно). Для защиты экранов от попадания на них ионов применяются специальные ионные ловушки. Устройство наиболее распространенной ионной ловушки приведено на рис. 301. Ось электронного прожектора установлена под некоторым углом к оси трубки. Второй анод $A2$ имеет изгиб, как показано на рисунке. На горловину колбы надевается кольцевой корректирующий магнит M, поле которого искривляет траекторию движения электронов и направляет их к экрану. Магнитное поле корректирующего магнита не влияет на траекторию ионов, поэтому они попадают на анод $A2$, не достигая экрана.

Таблица 62

Справочные данные кинескопов

Тип кинескопа	Напряжение накала, В	Ток накала, А	Напряжение анода, В	Напряжение фокусирующего электрода, В	Напряжение ускоряющего электрода, В	Напряжение запирания (среднее), В	Постоянное напряжение модулятора, В	Напряжение модуляции, В, не более
11ЛК1Б	1,35	0,3	9000	0÷500	300	—25	—50÷0	15
16ЛК1Б	1,35	0,3	9000	0÷450	300	—25	—50÷0	15
23ЛК13Б	12	0,07	11 000	0÷300	100	—45	—100÷0	25
31ЛК3Б	12	0,07	11 000	0÷350	250	—60	—120÷0	35
35ЛК6Б	6,3	0,6	12 000	100÷425	300	—60	—125÷0	25
40ЛК3Б	6,3	0,3	12 000	0÷400	400	—55	—150÷0	27
40ЛК4Ц [1]	6,3	0,9	20 000	3300÷4100	300	—132 —68	—250÷—10	—
40ЛК6Б	6,3	0,3	12 000	—100÷425	300	—60	—125÷0	25
43ЛК11Б	6,3	0,6	14 000	0÷400	300	—55	—150÷0	25
47ЛК2Б	6,3	0,3	16 000	0÷400	400	—55	—150÷0	36
50ЛК1Б	6,3	0,3	16 000	0÷400	400	—55	—	32
59ЛК2Б	6,3	0,3	16 000	0÷400	400	—55	—150÷0	44
59ЛК3Б	6,3	0,3	16 000	0÷400	400	—55	—150÷0	44
59ЛК3Ц [2]	6,3	0,9	25 000	4700÷5500	400	—190—100	—	—
61ЛК1Б	6,3	0,3	18 000	0÷400	400	—55	—150÷0	44
65ЛК1Б	6,3	0,3	20 000	400	400	—65	—150÷0	55
67ЛК1Б	6,3	0,3	20 000	0÷400	400	—65	—150÷0	48

[1] Кинескопы для цветного телевидения.
[2] То же.

В кинескопах с металлизированным экраном ионные ловушки не нужны, так как металлическая пленка почти непроницаема для ионов.

Телевизионный сигнал может быть негативным или позитивным. В первом случае наиболее темному месту изображения соответствует максимальный сигнал, во втором — минимальный. Негативный сигнал обычно подается на катод кинескопа K, а позитивный — на управляющий электрод $УЭ$.

Основной характеристикой кинескопа является статическая модуляционная характеристика, представляющая зависимость яркости экрана от напряжения на управляющем электроде $U_с$. Эта зависимость в основном определяется статической модуляционной характеристикой электронного прожектора $i_л = f(U_с)$, где $i_л$ — ток луча (рис. 302).

Рабочий интервал изменения яркости трубки ограничивается по характеристике слева точкой запирания луча $U_{с.з}$ (обычно $U_{с.з} = 30 \div 80$ В); справа — напряжением, при котором наблюдается расфокусировка луча.

Размах подводимого к кинескопу видеосигнала составляет 10—30 В. Данные некоторых типов кинескопов приведены в табл. 62.

10. Особенности телевизионных передатчиков

Полный высокочастотный сигнал телевизионного вещания занимает полосу частот порядка 8 МГц. Поэтому телевизионное вещание возможно только в диапазоне УКВ.

В СССР передатчики телецентров работают на несущих частотах, соответствующих 30 телевизионным каналам (табл. 63).

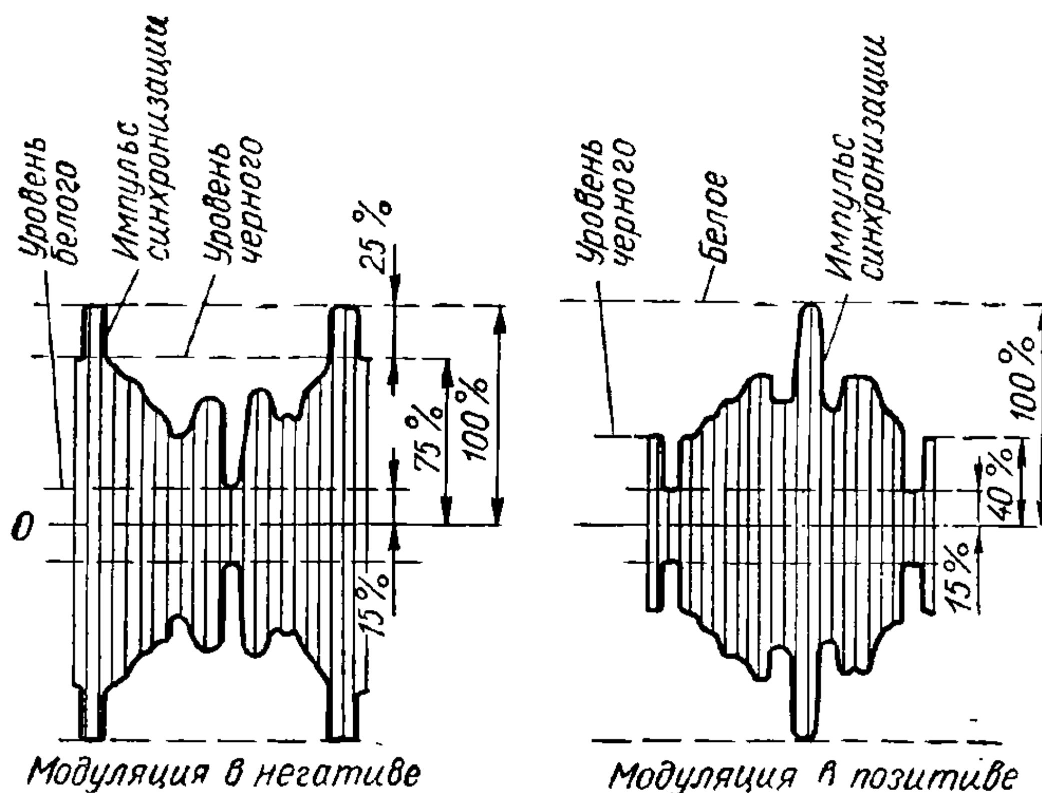


Рис. 303. Форма модулированного СВЧ колебания при модуляции: *а* — негативной; *б* — позитивной.

На каждом канале несущая частота звука на 6,5 МГц выше несущей частоты изображения.

В передатчиках сигналов изображения применяется амплитудная модуляция, в передатчиках звукового сопровождения — частотная модуляция.

Построение телевизионных передатчиков соответствует особенностям передатчиков метровых волн. Специфическим требованием к передатчикам сигналов изображения является обеспечение малых частотно-фазовых искажений при модуляции широким спектром частот.

Модуляция видеопередатчика может быть негативной или позитивной. В первом случае уровню черного соответствует максимальная амплитуда высокочастотного сигнала (импульсам синхронизации соответствует еще бо́льшая амплитуда), а во втором — наибольшая амплитуда высокочастотного колебания соответствует уровню белого (рис. 303).

Телевизионный стандарт СССР предусматривает применение нега-

Номер канала	Несущая частота изображения, МГц	Несущая частота звука, МГц	Средняя длина волны, м	Номер канала	Несущая частота изображения, МГц	Несущая частота звука, МГц	Средняя длина волны, м
1	49,75	56,25	5,72	24	495,25	501,75	0,60
2	59,25	63,75	4,84	25	503,25	509,75	0,59
3	77,25	83,75	3,75	26	511,25	517,75	0,58
4	85,25	91,75	3,41	27	519,25	525,75	0,57
5	93,25	99,75	3,13	28	527,25	533,75	0,56
6	175,25	181,75	1,68	29	535,25	541,75	0,55
7	183,25	189,75	1,61	30	543,25	549,75	0,54
8	191,25	197,75	1,55	31	551,25	557,75	0,54
9	199,25	205,75	1,48	32	559,25	565,75	0,53
10	207,25	213,75	1,43	33	567,25	573,75	0,52
11	215,25	221,75	1,37	34	575,25	581,75	0,51
12	223,25	229,75	1,32	35	583,25	589,75	0,51
21	471,25	477,75	0,63	36	591,25	597,75	0,50
22	479,25	485,75	0,62	38	607,25	613,75	0,49
23	487,25	493,75	0,61	39	615,25	621,75	0,48

тивной модуляции, при которой на изображении менее заметны импульсные помехи и лучше используются лампы модулируемого каскада.

Понятие о мощности видеопередатчика в режиме несущей частоты не имеет смысла, так как всегда передается фиксированный уровень черного и синхроимпульсы. Поэтому под мощностью видеопередатчика подразумевают максимальную мощность, соответствующую уровню импульсов синхронизации (при негативной модуляции). Пиковая мощность современных видеопередатчиков достигает десятков киловатт.

Необходимость обеспечения высокой стабильности частоты обусловливает многокаскадное построение схемы передатчика. Возбудитель, стабилизированный кварцем, обычно работает на волне 20—30 м, а полу-

Рис. 304. Структурная схема видеопередатчика.

чение необходимой несущей частоты обеспечивается каскадами умножения частоты.

Типовая структурная схема видеопередатчика приведена на рис. 304.

Для уменьшения общей полосы частот, занимаемой высокочастотным сигналом, производится частичное подавление нижней боковой полосы. Эту функцию выполняет специальный фильтр подавления нижней боковой полосы. Схема фиксации уровня черного обеспечивает стабилизацию (привязку) уровня черного.

Мощность передатчиков звукового сопровождения выбирается в 2—4 раза меньшей, чем пиковая мощность видеопередатчика. Частотная модуляция обычно получается за счет преобразования фазовой модуляции в частотную. Близость несущих частот звука и изображения позволяет использовать для обоих передатчиков общую антенно-фидерную систему.

11. Особенности телевизионных приемников

Так как в видеопередатчиках нижняя боковая полоса подавляется не полностью, то после детектирования в приемнике должна преобладать энергия, соответствующая низким частотам видеосигнала (к низкочастотным составляющим верхней боковой полосы добавляются сохранившиеся аналогичные составляющие нижней боковой полосы). Данное явление может привести к значительным частотным искажениям на выходе приемника. Для уменьшения частотных искажений в телевизорах применяют специальную настройку контуров, при которой несущая изображения располагается в середине склона частотной характеристики приемника.

На вход телевизора одновременно поступают сигналы изображения и звукового сопровождения. Входная цепь должна обеспечить передачу очень широкой полосы частот, соответствующую этим сигналам. Затем происходит усиление принятых колебаний. В супергетеродинных приемниках преобразователь частоты преобразует принятый сигнал в сигнал промежуточной частоты и основное усиление производится каскадами УПЧ. После усиления принятых колебаний необходимо отделить сигналы изображения от сигналов звукового сопровождения и затем из видеосигнала выделить синхронизирующие импульсы. Разделенные сигналы поступают в канал изображения и канал звука. В канале изображения имеется детектор, который выделяет из промодулированного высокочастотного колебания модулирующий сигнал, т. е. сигнал изображения и синхронизирующие импульсы, видеоусилитель и приемная трубка. В звуковом канале имеется частотный детектор, усилитель низкой частоты и громкоговоритель.

Кроме перечисленных устройств, в телевизионном приемнике имеются генераторы, служащие для управления движением электронного луча приемной трубки: генератор строчной развертки и генератор кадровой развертки. Для того чтобы электронный луч приемной трубки перемещался точно так же, как в передающей, на генератор строчной развертки подаются строчные синхронизирующие импульсы, а на генератор кадровой развертки — кадровые синхронизирующие импульсы. Для отделения синхронизирующих импульсов от общего видеосигнала служит амплитудный селектор; строчные синхронизирующие импульсы отделяются от кадровых при помощи частотных селекторов. Для электропитания всех устройств телевизора постоянным током применяются выпрямители. Высокое постоянное напряжение для питания приемной

трубки вырабатывает высоковольтный выпрямитель за счет выпрямлении части напряжения строчной развертки.

На рис. 305 приведена структурная схема супергетеродинного телевизионного приемника с раздельными каналами изображения и звука. После входной цепи и усилителя высокой частоты принятые высокочастотные сигналы изображения и звука подаются на вход смесителя.

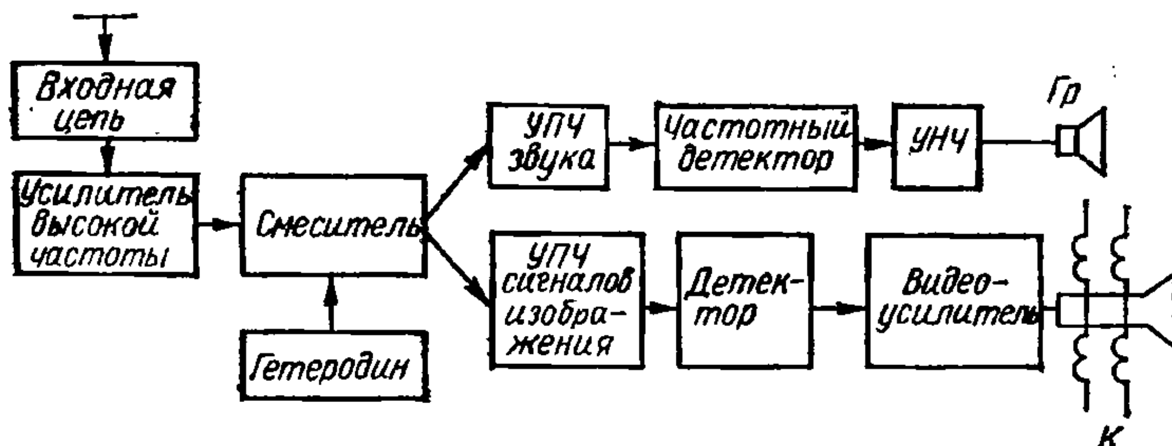


Рис. 305. Структурная схема супергетеродинного телевизионного приемника с раздельными каналами изображения и звука.

В результате взаимодействия принятых сигналов и сигнала гетеродина на выходе смесителя образуются две промежуточные частоты. Колебания промежуточной частоты изображения усиливаются усилителем промежуточной частоты (УПЧ) канала изображений, а колебания промежуточной частоты звука — УПЧ канала звука. После УПЧ канала изображения сигналы детектируются, поступают на видеоусилитель, а затем на кинескоп. Сигналы промежуточной частоты звука подаются

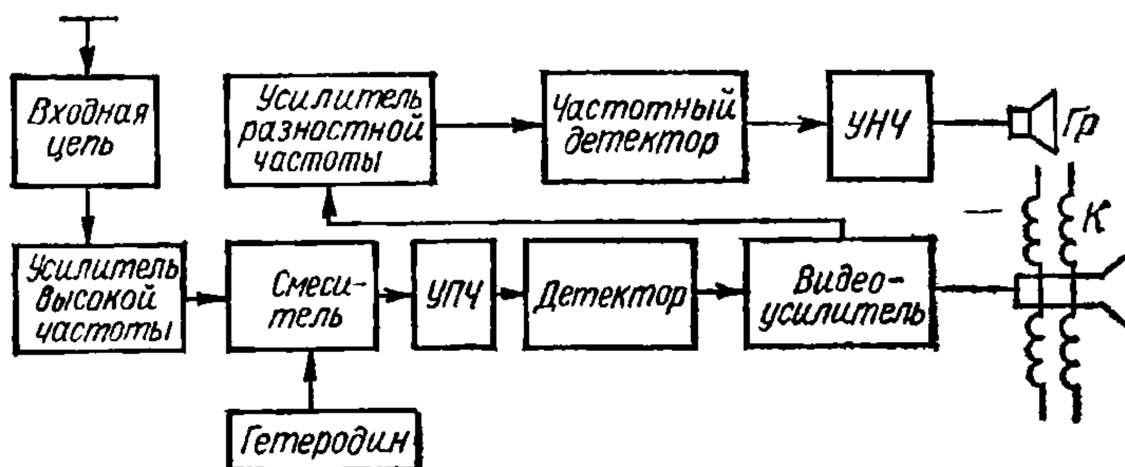


Рис. 306. Структурная схема супергетеродинного телевизионного приемника с общим каналом изображения и звука.

на частотный детектор, после чего напряжение звуковой частоты усиливается усилителем низкой частоты (УНЧ) и подводится к громкоговорителю *Гр*.

В настоящее время широко распространены супергетеродинные телевизоры с общим каналом изображения и звука. Структурная схема такого телевизора показана на рис. 306. Образованные на выходе смесителя промежуточные частоты звука и изображения усиливаются одним и тем же усилителем промежуточной частоты, детектируются амплитудным детектором и подаются на видеоусилитель. И только после видеоусилителя (иногда после видеодетектора) происходит разделе-

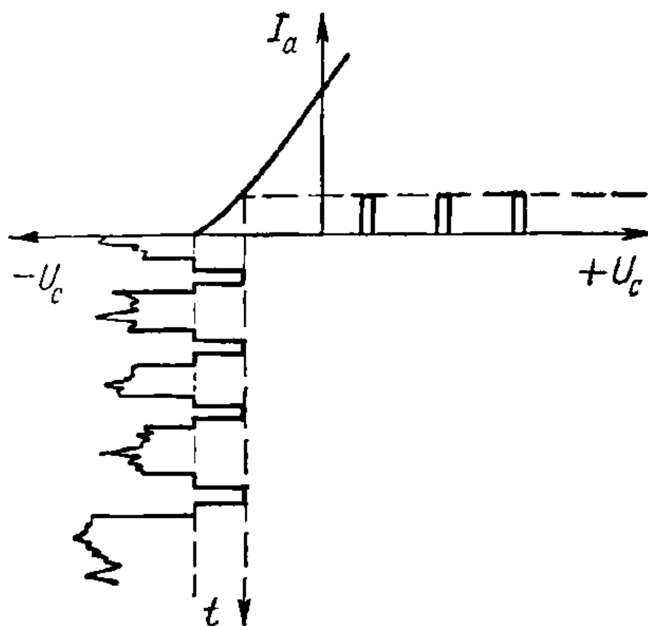


Рис. 307. Графики, иллюстрирующие работу амплитудного селектора.

ние каналов с использованием биений между промежуточными частотами изображения и звука. Разность между этими промежуточными частотами всегда такая же, как и между несущими частотами, т. е. 6,5 МГц. Колебательный контур, настроенный на эту частоту, выделяет биения; после усиления разностной частоты они поступают на частотный детектор, а сигналы изображения подаются на кинескоп.

Для отделения синхронизирующих импульсов от сигнала изображения применяется амплитудный селектор, так как синхроимпульсы имеют бо́льшую величину, чем уровень черного сигнала изображения. В качестве амплитудного селектора применяется электронная лампа или транзистор с резистором в анодной (коллекторной) цепи. В ламповой схеме на управляющую сетку лампы подается постоянное отрицательное напряжение смещения, запирающее лампу. К этой же сетке подводится видеосигнал с выхода одного из каскадов видеоусилителя. Величина отрицательного смещения подбирается так, что при воздействии на управляющую сетку лампы сигналов изображения, вплоть до уровня черного, лампа остается запертой. И только синхронизирующие импульсы отпирают лампу, создавая на резисторе импульсы напряжения. Процесс, происходящий в амплитудном селекторе, показан на рис. 307.

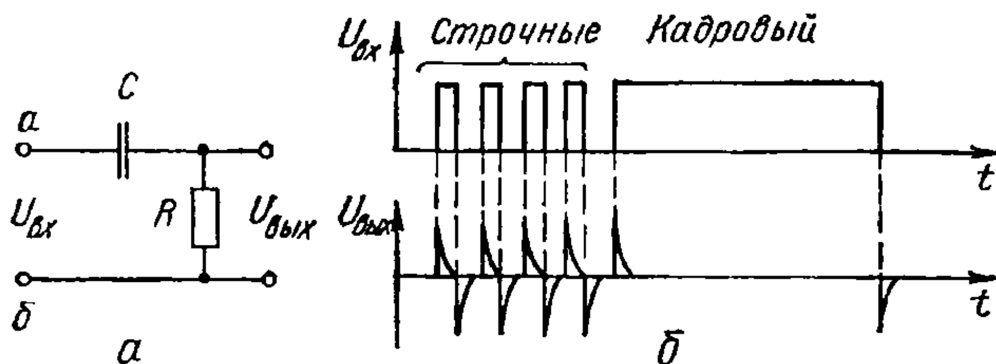


Рис. 308. Дифференцирующая цепочка (*а*) и диаграммы, иллюстрирующие выделение строчных синхроимпульсов (*б*).

Выделенные синхронизирующие импульсы поступают на элементы частотного селектора, который отделяет строчные импульсы от кадровых. Для выделения строчных синхронизирующих импульсов применяется дифференцирующая цепочка (рис. 308). Допустим, что к входным клеммам дифференцирующей цепочки *а* — *б* подводятся строчные и кадровые синхронизирующие импульсы. При подаче короткого строчного импульса конденсатор *C* быстро заряжается, а по окончании импульса — быстро разряжается через резистор *R*. Зарядный ток, протекая через резистор *R*, создает на нем короткий положительный импульс напряжения; разрядный ток создает на том же резисторе короткий отрицательный

импульс напряжения. Эти короткие импульсы (положительные или отрицательные) и используются для синхронизации работы генератора строчной развертки. При подаче на вход дифференцирующей цепочки кадрового синхронизирующего импульса на выходе также образуются два коротких импульса; один, соответствующий началу, а второй — концу входного импульса. Таким образом, после дифференцирующей цепочки возникают только короткие строчные синхроимпульсы.

Врезки кадрового синхроимпульса также дифференцируются, что обеспечивает синхронизацию генератора строчной развертки во время действия кадрового синхроимпульса.

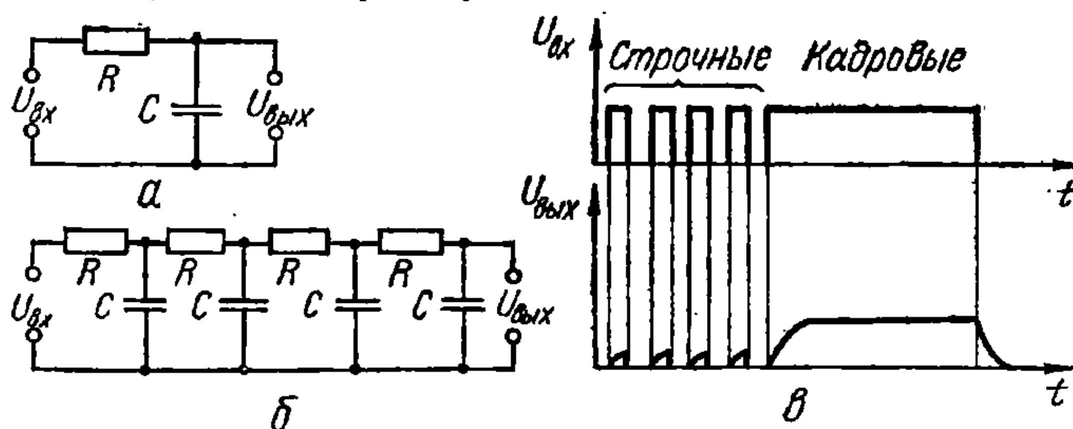


Рис. 309. Интегрирующие цепочки:
а — однозвенная; *б* — многозвенная; *в* — диаграммы, иллюстрирующие процесс выделения кадровых синхроимпульсов.

Для выделения кадровых синхронизирующих импульсов применяют интегрирующую *RC* цепочку (рис. 309, *а*). При подаче на вход этой цепочки строчных и кадровых синхронизирующих импульсов за время действия короткого строчного импульса конденсатор *C* не сумеет заметно зарядиться и напряжение на выходе можно практически считать равным нулю. Кадровый импульс имеет намного большую длительность, чем строчный, поэтому за время действия кадрового синхронизирующего импульса конденсатор *C* зарядится до значительного напряжения и на выходе интегрирующей цепочки появится импульс. Для улучшения формы импульса на выходе цепочки обычно применяют многозвенную интегрирующую цепочку, показанную на рис. 309, *б*.

Для синхронизации генераторов строчной и кадровой развертки необходимо, чтобы частота синхроимпульсов была больше частоты колебаний блокинг-генератора. Частоту синхронизирующих импульсов в телевизоре изменить невозможно, так как они вырабатываются на телецентре. Поэтому для синхронизации необходимо изменять частоту собственных колебаний блокинг-генератора. С этой целью резистор в сеточной (базовой) цепи блокинг-генератора делается переменным и его ручка является одним из органов настройки телевизора. Ручка переменного резистора блокинг-генератора строчной развертки («частота строк») позволяет добиться синхронизации строк, а ручка, связанная с переменным резистором блокинг-генератора кадровой развертки («частота кадров»), служит для получения синхронизации кадров. При отсутствии синхронизации строк изображение становится совершенно неразборчивым, при отсутствии синхронизации кадров изображение все время перемещается по вертикали.

Изображение характеризуется яркостью, контрастностью и четкостью.

Яркость характеризует силу света, излучаемую всей поверхностью экрана трубки. Контрастность определяет соотношение полутонов изоб-

ражения. Чем больше полутонов содержит изображение, тем оно кажется более рельефным. При отсутствии полутонов изображение получается плоским, с резкими переходами от белого к черному, т. е. чрезмерно контрастным. Четкость определяется числом элементов, на которое изображение разбивается, т. е. числом строк, а также степенью фокусировки электронного луча приемной трубки. Чем лучше сфокусирован луч, тем выше четкость изображения. Четкость зависит также от точности настройки телевизионного приемника на частоту данного канала.

Яркость свечения экрана определяется величиной напряжения на управляющем электроде приемной трубки. Для изменения яркости при помощи потенциометра изменяют напряжение на управляющем электроде кинескопа. Ручка, связанная с осью этого потенциометра, называется «яркость» и относится к основным органам управления телевизором.

Для изменения контрастности изображения необходимо изменять величину коэффициента усиления канала изображения телевизионного приемника. При малом коэффициенте усиления определенным изменениям амплитуды высокочастотного сигнала на входе приемника соответствуют небольшие значения видеосигнала, подаваемого на приемную трубку. Поэтому разница между освещенностью самых темных и самых светлых деталей изображения будет небольшой (малая контрастность). При большом коэффициенте усиления приемника небольшие изменения амплитуды входного сигнала вызывают значительные изменения величины видеосигнала и разница в освещенности темных и светлых элементов изображения резко возрастает (большая контрастность).

Коэффициент усиления канала изображения телевизионного приемника можно изменить многими способами. В некоторых телевизорах при помощи потенциометра возможно изменять напряжение смещения в усилителе промежуточной частоты. Часто для регулировки контрастности изменяют коэффициент усиления одного из каскадов видеоусилителя. Ручка, предназначаемая для изменения коэффициента усиления канала изображения, называется «контрастность» и также является одним из основных органов управления. К основным органам управления телевизора относится также регулятор громкости, при помощи которого изменяют уровень громкости звукового сопровождения. Изменение громкости обычно производят регулировкой величины звукового напряжения, снимаемого с детектора на усилитель низкой частоты.

В некоторых телевизорах к основным органам управления относится ручка «фокусировка», позволяющая наилучше сфокусировать электронный луч. В приемных трубках с электромагнитной фокусировкой ручка «фокусировка» связана с переменным резистором, при помощи которого можно изменять величину тока, протекающего по фокусирующей катушке. В трубках с электростатической фокусировкой при помощи потенциометра можно изменять напряжение на одном из анодов трубки.

В современных телевизионных приемниках фокусировка производится на заводе или после смены кинескопа подбором резисторов в цепи анода трубки.

Требуемый канал включается переключателем телевизионных каналов (ПТК). Плавная настройка на частоту данного канала в супергетеродинных приемниках осуществляется изменением частоты гетеродина до получения требуемой промежуточной частоты. При этом изображение получается наиболее качественным.

Кроме основных ручек управления, в телевизоре имеются вспомогательные, к которым относятся: «частота строк», «частота кадров», «линейность по вертикали», «линейность по горизонтали», «размер по вертикали», «размер по горизонтали», «центровка по вертикали», «центро-

вка по горизонтали», «регулировка тембра» и др. Ручками «частота строк» и «частота кадров» добиваются синхронизации по строкам и кадрам. Ручками «линейность по вертикали» и «линейность по горизонтали» можно добиться равномерного движения электронного луча по строкам и по кадрам. Это необходимо для получения одинакового масштаба изображения по всему кадру.

Для получения такого размера изображения, при котором был бы заполнен весь экран телевизора, служат ручки «размер по вертикали» и «размер по горизонтали». При помощи ручки «размер по вертикали» изменяется амплитуда пилообразного тока кадровой развертки, а при помощи ручки «размер по горизонтали» — амплитуда тока строчной развертки. Ручки «центровка по вертикали» и «центровка по горизонтали» служат для перемещения всего изображения по вертикали и горизонтали. Эти ручки связаны с переменными резисторами, при помощи которых возможно изменять величину постоянного тока, протекающего по катушкам кадровой и строчной развертки.

Регулировкой тембра можно изменять тембр звучания звукового сопровождения в зависимости от характера передачи.

Для настройки телевизора с целью получения наиболее качественного изображения телезрители пользуются специальной испытательной таблицей, которую передают телецентры перед началом передачи.

В зависимости от качественных показателей телевизоры делятся на три класса. Большинство телевизоров построены по унифицированным схемам. К унифицированным схемам телевизоров III класса относятся УНТ-35, УНТ-35-1, УНТ-47-III, УНТ-47-III-1, УЛТ-47/50-III-2, УЛПТ-50-III-1.

К унифицированым телевизорам II класса относятся УНТ-47/59, УНТ-47/59-1, УЛППТ-47/59-II-1, УЛПТ-47/59-II-3, УЛТ-59/61-II-3/4, УЛПТ-61-II-11/12.

12. Переключатель телевизионных каналов (ПТК)

Переключатель телевизионных каналов (ПТК) является унифицированным блоком, в который кроме переключателя каналов входят следующие каскады телевизора: входная цепь, усилитель высокой частоты, смеситель и гетеродин.

В отечественных телевизорах применяются различные типы ПТК: ПТК-5/7, ПТК-10Б, ПТК-11Д, СК-М-15 и др. В качестве примера рассмотрим схему ПТК-10Б, которая используется в телевизоре УНТ-47-III-1 (рис. 310).

Высокочастотный блок ПТК-10Б обеспечивает прием программ по 12 телевизионным каналам.

УВЧ выполнен на лампе 1Л1 — двойном триоде типа 6Н23П по каскодной схеме с последовательным включением триодов по постоянному току. Каскад УВЧ собран по схеме с заземленным катодом. Такая схема обеспечивает усиление при минимальном уровне вносимых шумов.

Вход блока несимметричный и рассчитан на подключение коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 75 Ом. Входная цепь усилителя высокой частоты блока выполнена по трансформаторной схеме.

Между антенным фидером и первичной обмоткой трансформатора входной цепи блока включен фильтр *1L64*, *1C19*, настроенный на частоту 37,5 МГц, обеспечивающий подавление сигналов в диапазоне частот 35—38 МГц более чем в 100 раз. Вторичная обмотка входного трансформатора усилителя подключена к управляющей сетке левого триода лампы 1Л1 и настраивается латунным сердечником. Анодной нагрузкой этого

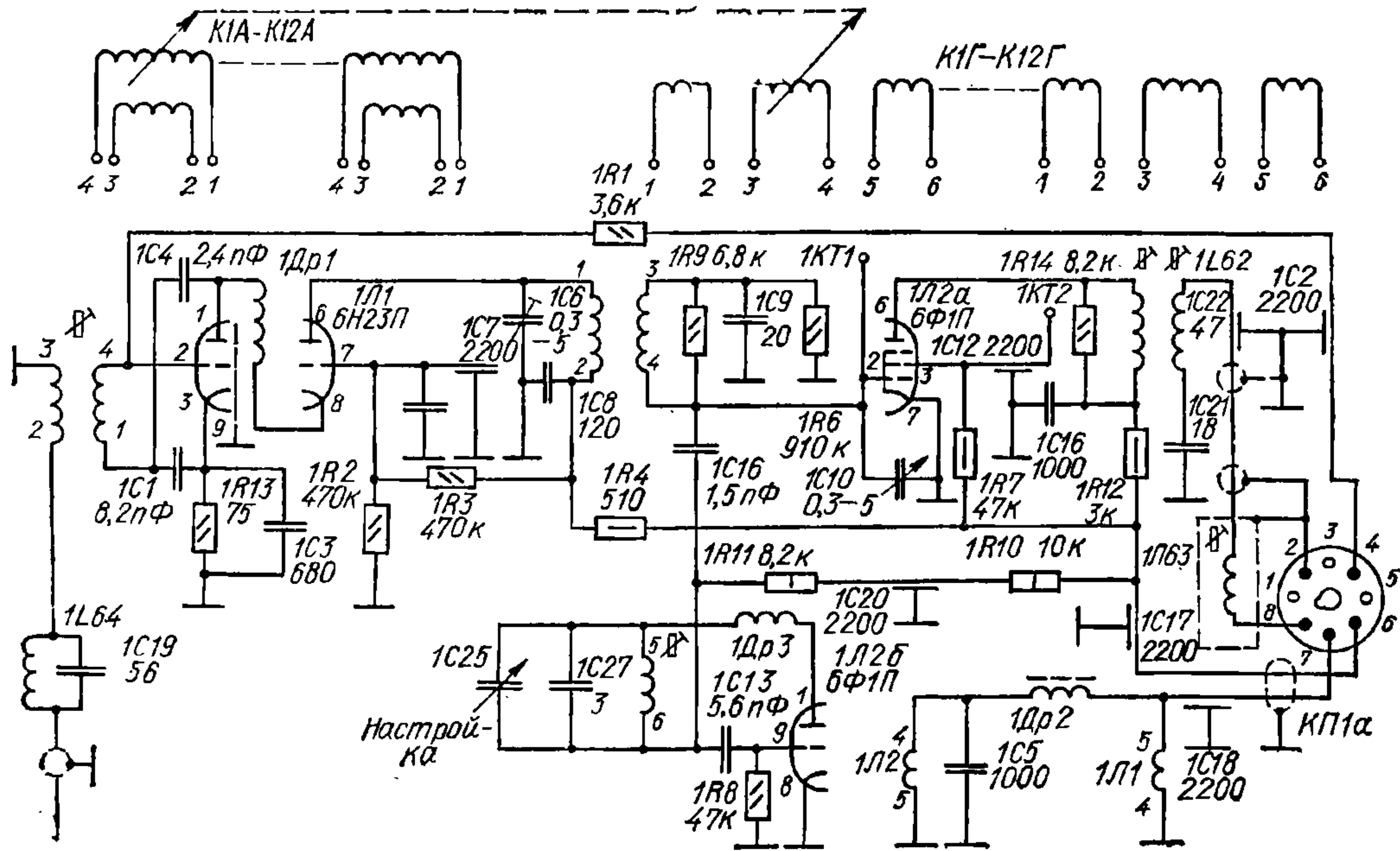


Рис. 310. Схема ПТК-10Б.

каскада является *П*-образный контур, образованный индуктивностью дросселя *1Др1*, выходной емкостью левого и входной емкостью правого триодов лампы.

Малое входное сопротивление правого триода лампы 1Л1 шунтирует этот контур, поэтому он имеет широкую полосу пропускания, охватывающую весь диапазон усиливаемых частот с резонансом на частотах, близких к частотам 11 и 12 каналов. Усиление первого каскада УВЧ на всех каналах приблизительно равно 1.

Анодной нагрузкой правого триода лампы УВЧ является полосовой фильтр, состоящий из катушек индуктивностей барабанного переключателя К1А-К12А, паразитных емкостей схемы и подстроечных конденсаторов *1С6*, *1С10*.

Устойчивая работа каскада УВЧ обеспечивается нейтрализацией проходной емкости анод — сетка лампы первого каскада УВЧ. Конденсаторы *1С1* и *1С4* совместно с паразитными емкостями $C_{с.к}$, $C_{а.с}$ левой половины лампы 1Л1 образуют схему моста нейтрализации.

Напряжение автоматического смещения в цепи управляющей сетки левого триода лампы 1Л1 образуется за счет падения напряжения на резисторе *1R13*, включенном в цепь ее катода и зашунтированном *1С3*. Кроме того, через фильтр, состоящий из резистора *1R1* и конденсатора *1С2*, на управляющую сетку лампы подается управляющее отрицательное напряжение смещения со схемы АРУ.

Резистор *1R4* и конденсатор *1С8* образуют развязывающий фильтр в анодной цепи питания лампы 6Н23П. Режим работы правого триода лампы 6Н23П определяется напряжением, подаваемым на его управляющую сетку с делителя напряжения, образованного резисторами *1R2* и *1R3*, и зависит также от напряжения смещения и напряжения АРУ, подаваемых на управляющую сетку левого триода лампы.

С вторичного контура полосового фильтра УВЧ усиленные высокочастотные сигналы принимаемого канала подаются на управляющую сетку лампы смесителя — пентодной части лампы 1Л2 типа 6Ф1П, на которую также поступает напряжение гетеродина. В смесителе несущие частоты сигналов изображения и звукового сопровождения взаимодействуют с колебаниями гетеродина и образуют промежуточные частоты этих сигналов, которые выделяются на анодной нагрузке лампы смесителя полосовым фильтром, состоящим из катушек индуктивности *1L61* и *1L63* и паразитных емкостей схемы. Полосовой фильтр в анодной цепи смесителя настраивается на среднюю частоту полосы пропускания УПЧИ. Вторичная катушка индуктивности фильтра *1L63* размещена в выходной фишке *КП1а* подключения блока ПТК и УПЧИ телевизора и соединена с первичной катушкой полосового фильтра посредством катушки связи *1L62* и соединительного кабеля, емкость которого входит в фильтр.

Нагрузкой полосового фильтра смесителя является входная емкость первого каскада УПЧИ (10 пФ) и включенный параллельно ей резистор, имеющий сопротивление 1,5 кОм.

В анодную цепь и в цепь экранирующей сетки лампы смесителя включены развязывающие фильтры *1R12*, *1С16*, *1R7*, *1С12*.

В цепь управляющей сетки лампы смесителя включены резисторы *1R9*, *1R6*. Для подключения измерительных приборов при проверке и настройке УВЧ блока управляющая сетка лампы смесителя соединяется с контрольной точкой 1КТ1.

Гетеродин блока выполнен на триодной части лампы 1Л2 типа 6Ф1П по схеме «емкостной трехточки», обеспечивающей высокую стабильность частоты генерируемых колебаний. Конденсатором *1С25*

частота гетеродина подстраивается до получения наилучшего качества изображения.

В цепь управляющей сетки лампы смесителя подается напряжение гетеродина. Частота гетеродина выбрана таким образом, чтобы преобразовать высокочастотные сигналы принимаемого телевизионного канала в сигналы промежуточной частоты изображения 38 МГц и промежуточной частоты звукового сопровождения 31,5 МГц.

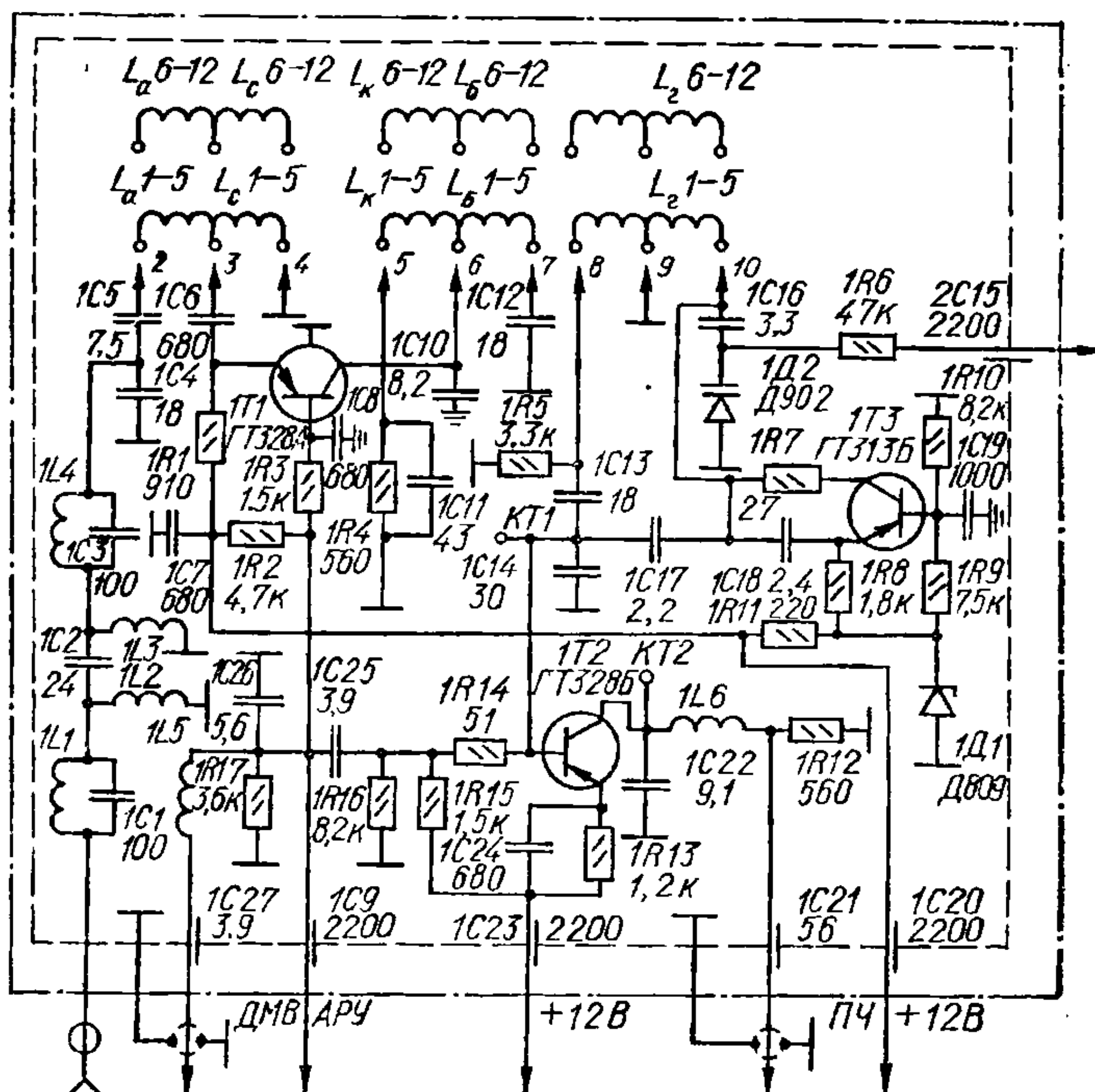


Рис. 311. Схема транзисторного высокочастотного блока СК-М-15.

Переключение каналов происходит при повороте барабана блока, на котором размещены катушки индуктивности контуров входной цепи, усилителя высокой частоты, гетеродина телевизора.

На рис. 311 приведена схема транзисторного высокочастотного блока СК-М-15. Он состоит из входной цепи, усилителя высокой частоты на транзисторе *1Т1* типа ГТ328А, гетеродина на транзисторе *1Т3* типа ГТ313Б и смесителя на транзисторе *1Т2* типа ГТ328А.

Сигнал с антенны через фильтр верхних частот, состоящий из элементов *1С1*, *1С2*, *1С3*, *1L1*, *1L2*, *1L3*, и входной контур подается на цепь эмиттера транзистора *1Т1*, включенного в каскаде усилителя ВЧ по схеме с общей базой. Сигнал из антенны поступает на входной контур с емкостного делителя, образованного конденсаторами *1С4*, *1С5*, для уменьшения влияния антенны на входной контур. В цепь эмиттера транзистора *1Т1* подается сигнал с части входного контура через конденсатор *1С6*, а в цепь базы — напряжение АРУ. В коллекторную цепь тран-

зистора включен колебательный контур (на каналах с 1 по 6) или полосовой фильтр (на каналах с 7 по 12).

Смеситель выполнен по схеме с общим эмиттером, а гетеродин — по схеме «емкостной трехточки» с общей базой. Для изменения частоты гетеродина применен полупроводниковый диод *1Д2* типа Д902 (варикап), который обеспечивает плавное изменение частоты гетеродина в пределах 1,5 МГц при изменении управляющего напряжения от 2 до 9 В. Напряжение питания коллекторной цепи гетеродина стабилизировано стабилитроном *1Д1* типа Д809.

Нагрузкой смесителя является одноконтурный фильтр, настроенный на промежуточную частоту и подавляющий частоту гетеродина и ее гармоники; выходное сопротивление контура рассчитано на подключение к УПЧИ с входным сопротивлением 75 Ом. В цепь базы смесителя включен контур *1L5*, *1C26*, *1R17*, $C_{вх}$, *1C27*, предназначенный для подключения блока СК-Д-1.

13. Строчная и кадровая развертки

Через отклоняющие катушки строчной развертки проходит ток с частотой строк 15 625 Гц, а через катушки кадровой развертки — ток с частотой полукадров 50 Гц.

В строчных и кадровых катушках за один период тока развертки расходуется примерно одинаковая энергия, так как примерно равны максимальные значения напряженностей магнитных полей, создаваемых этими катушками. Поэтому мощность, потребляемая строчными катушками, намного больше, чем потребляемая кадровыми.

Генераторы строчной и кадровой развертки строятся по одинаковой функциональной схеме: задающий генератор импульсов, схема формирования управляющего напряжения, выходной каскад. Нагрузкой выходного каскада являются соответствующие отклоняющие катушки. Выходной каскад преобразует управляющие импульсы в пилообразный ток строчной или кадровой развертки.

В качестве задающего генератора импульсов строчной развертки может использоваться блокинг-генератор или мультивибратор, в схеме кадровой развертки обычно применяются блокинг-генераторы.

Использование в генераторах строчной развертки мультивибратора связано с применением в современных телевизорах инерционных схем строчной синхронизации. Мультивибраторы имеют более высокую стабильность частоты, чем блокинг-генераторы. В схеме мультивибратора со стабилизирующим контуром, настроенным на частоту 15 625 Гц, уход частоты примерно в 4 раза меньше, чем у блокинг-генератора.

Схема лампового генератора строчной развертки показана на рис. 312. На лампе *Л1* собран мультивибратор со стабилизирующим контуром. Синхронизирующие импульсы положительной полярности подаются на сетку левого триода мультивибратора (импульсы отрицательной полярности подаются в анодную или катодную цепь лампы). Цепочка *C3R5* — формирующая. В течение времени, когда правый триод мультивибратора заперт, конденсатор *С3* заряжается через резистор *R5*; при открытом триоде конденсатор *С3* разряжается через анодную цепь лампы. В результате на конденсаторе образуется напряжение пилообразной формы, а на резисторе — импульс, форма которого близка к прямоугольной. Результирующее трапецеидальное напряжение через переходную цепочку *C2R7* подается на сетку лампы выходного каскада. В качестве лампы выходного каскада обычно используется мощный лучевой тетрод или пентод. Нагрузкой выходной лампы строчной

развертки является автотрансформатор с ферритовым сердечником (ТВС). К части его обмотки (клеммы 1—4) подключены строчные отклоняющие катушки. Дроссель, подключенный параллельно части витков автотрансформатора, служит для ручной регулировки размера строк (РРС). Индуктивность дросселя изменяют перемещением ферромагнитного сердечника в катушке дросселя.

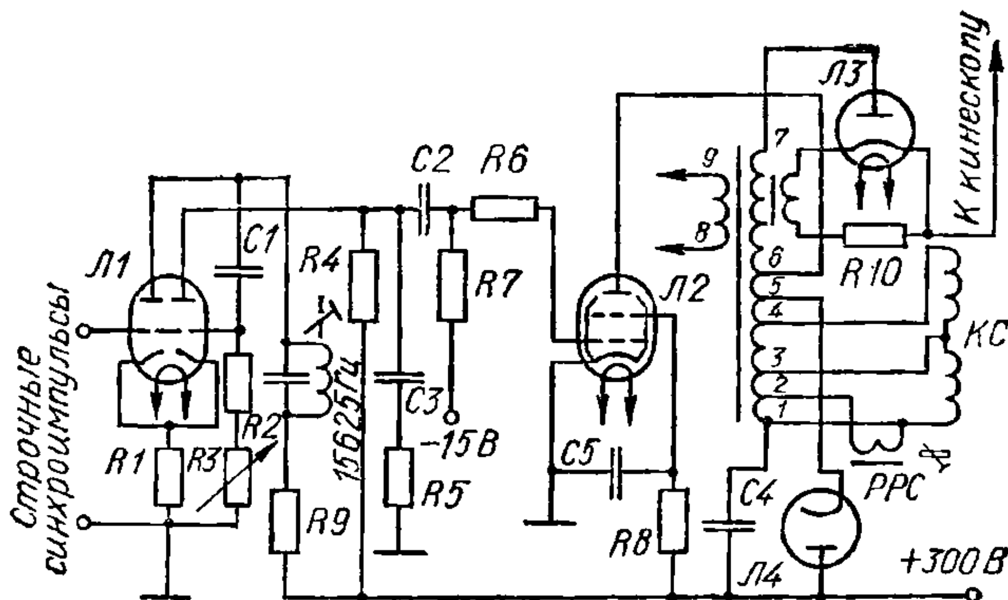


Рис. 312. Схема лампового генератора строчной развертки.

При обратном ходе развертки полярность напряжения на автотрансформаторе изменяется, что приводит к запиранию выходной лампы. В это время в колебательном контуре, образованном индуктивностью автотрансформатора и собственными емкостями схемы, возникают свободные колебания, которые могут исказить форму пилообразного тока. Для рационального использования свободных колебаний в схему включен демпфирующий диод *Л4*. Влияние демпфирующего диода на форму тока строчной развертки иллюстрируют графики, показанные на рис. 313. В момент t_2 выходная лампа запирается и в контуре возникают свободные колебания. В момент t_3 напряжение на автотрансформаторе изменяет знак. Диод *Л4* открывается, шунтирует контур, колебания в нем срываются и ток возрастает почти линейно за счет энергии, накопленной в катушке к концу прямого хода. Во время t_3 — t_4 заряжается конденсатор *С4*, так как через него проходит ток диода. В момент t_4 открывается выходная лампа и через отклоняющие катушки во время t_4—t_5 протекает суммарный ток $i_а + i_д$. Подбором режима добиваются изменения суммарного тока по линейному закону. В момент t_5 ток диода прекращается и дальнейшее изменение тока происходит за счет тока выходной лампы.

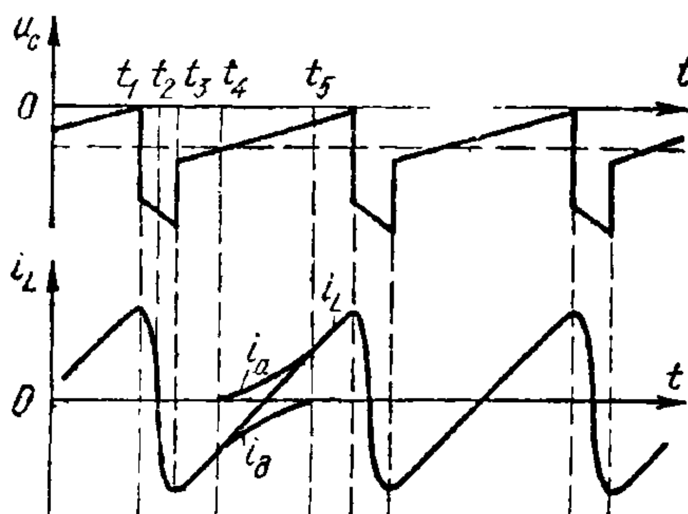


Рис. 313. Графики, поясняющие работу демпфирующего диода.

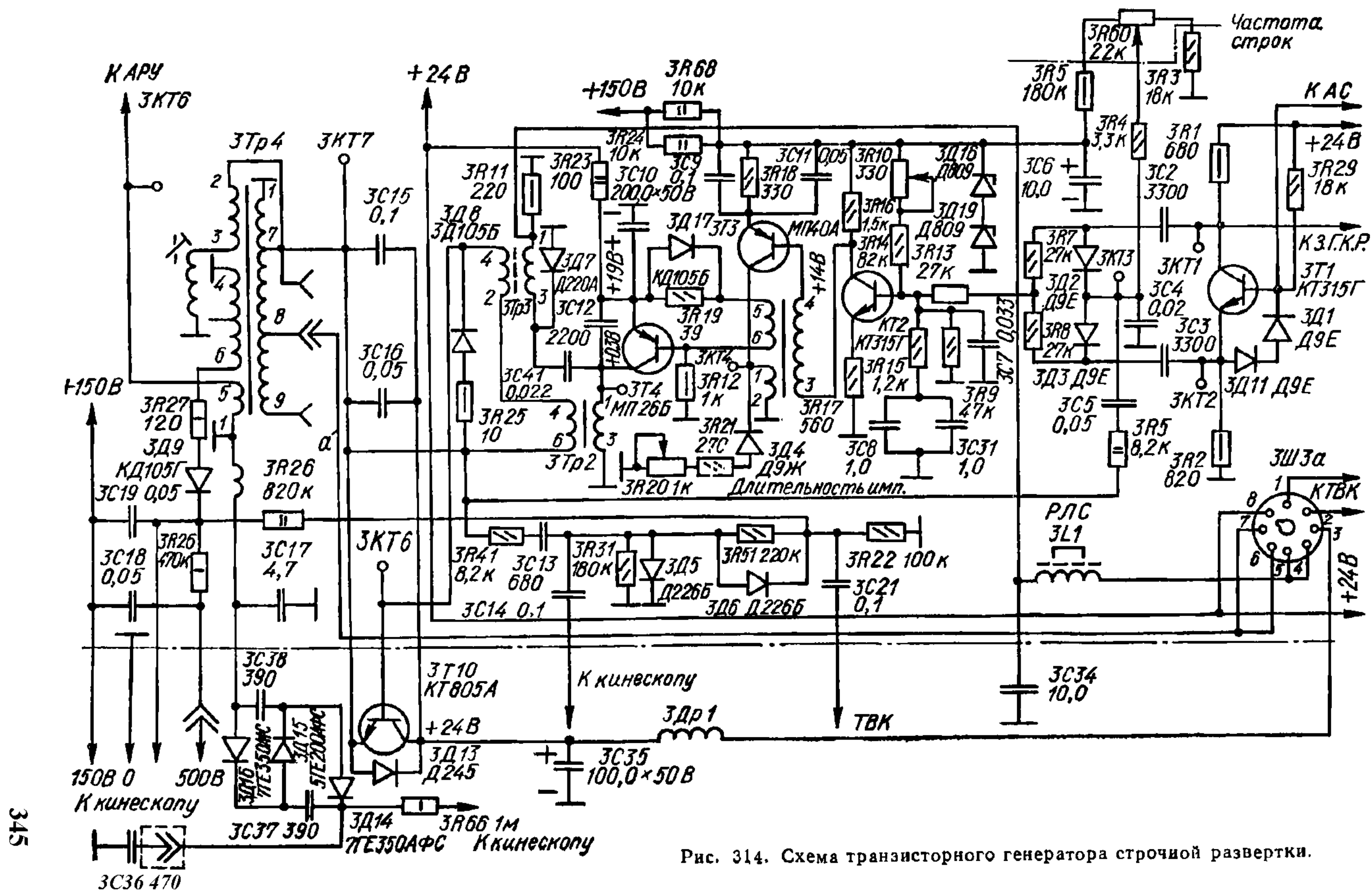


Рис. 314. Схема транзисторного генератора строчной развертки.

Таким образом, применение демпфирующего диода позволяет получить пилообразный ток требуемой формы, причем размах тока увеличивается вдвое за счет использования реактивной энергии, запасаемой в автотрансформаторе. Напряжение на конденсаторе *С4* (вольтдобавка) добавляется к напряжению низковольтного выпрямителя, и анодное напряжение выходной лампы возрастает.

С обмотки *8—9* снимаются импульсы, поступающие в различные схемы автоматических регулировок, имеющихся в телевизоре.

Автотрансформатор строчной развертки используется также для получения высокого постоянного напряжения для питания анода кинескопа. Для этого на сердечник автотрансформатора наматывают дополнительную повышающую обмотку *6—7*, к которой подключают высоковольтный кенотрон *Л3*. Во время обратного хода строчной развертки на обмотке возникают положительные импульсы большой амплитуды. Однополупериодный выпрямитель преобразует эти импульсы в постоянное напряжение, которое подводится к аноду кинескопа.

Схема транзисторного генератора строчной развертки показана на рис. 314. Задающий генератор выполнен на транзисторе 3*Т3* по схеме блокинг-генератора со связью цепи коллектора с цепью базы транзистора через трансформатор и вырабатывает импульсы строчной частоты, длительность которых регулируется потенциометром 3*R20* «Длительность импульсов».

Частота повторения импульсов определяется постоянной времени цепочки *R18*, *С9*, *С11*, включенной в цепь эмиттера транзистора 3*Т3* и величиной постоянного напряжения смещения на его базе. Изменение величины напряжения смещения происходит за счет управляющего напряжения, подаваемого с цепи коллектора транзистора *КТ2* схемы АПЧ и Ф через обмотку *3—4* трансформатора блокинг-генератора.

Импульсы задающего генератора строчной развертки снимаются с дополнительной обмотки *5—6* трансформатора и через резистор 3*R19* и диод 3*Д17* поступают в цепь эмиттера базы транзистора 3*Т4* усилителя строчных импульсов.

Усилитель строчных импульсов работает в ключевом режиме и выполнен по схеме с общим эмиттером. Его нагрузкой является трансформатор 3*Тр2* в цепи коллектора транзистора. Вторичная обмотка трансформатора 3*Тр2* включена в цепь базы транзистора 3*Т10* выходного каскада последовательно с первичной обмоткой трансформатора 3*Тр3*, который вместе с диодом 3*Д7* устраняет паразитные колебания.

Выходной каскад строчной развертки собран на транзисторе 3*Т10* и работает совместно с демпфирующим диодом 3*Д13*. Длительность обратного хода строчной развертки определяется величиной емкости конденсаторов 3*С15* и 3*С16*. Регулировка размера изображения по горизонтали производится подключением отклоняющей системы к выводам *7*, *8* или *9* выходного трансформатора 3*Тр4*.

Последовательно с отклоняющей системой включен регулятор линейности *РЛС* и конденсатор 3*С34*, придающий отклоняющему току форму, необходимую для коррекции симметричных искажений, вносимых кинескопом.

Выходной трансформатор строчной развертки 3*Тр4* имеет три дополнительные обмотки: для питания схемы АРУ импульсами обратного хода строчной развертки (выводы *1*, *5*); ускоряющего и фокусирующего электродов кинескопа (выводы *4*, *6*) и второго анода кинескопа (высоковольтная обмотка).

Высоковольтная обмотка выходного строчного трансформатора нагружена на высоковольтный выпрямитель импульсов обратного хода

строчной развертки, собранный на диодах *3Д14*, *3Д15* и *3Д16* по схеме утроения напряжения.

Нагрузкой выпрямителя служит конденсатор *3С36*, резистор *3R66* и емкость, образованная графитиым покрытием колбы кинескопа и его вторым анодом.

Схема лампового генератора кадровой развертки приведена на рис. 315. В качестве задающего генератора используется блокинг-генератор (*Л1*). Формирующая цепь состоит из конденсатора *С2* и резистора *R2*.

Пилообразное наприжение с формирующей цепи подводится к сетке лампы *Л2* выходного каскада. Нагрузкой лампы выходного каскада

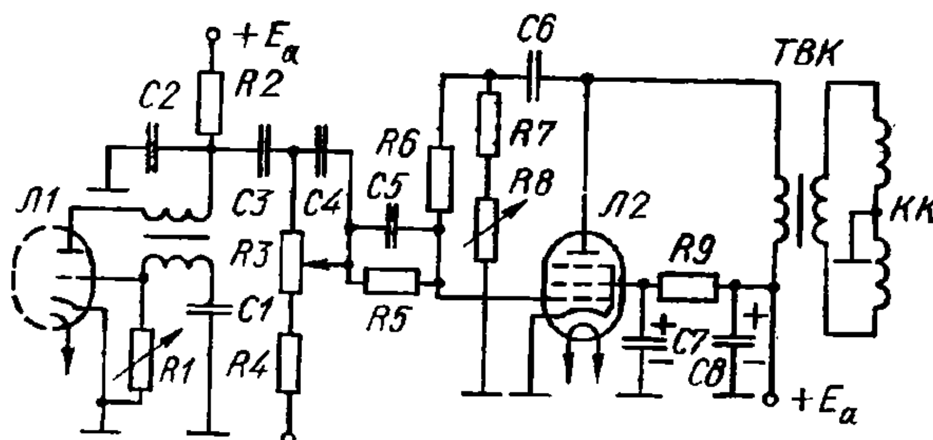


Рис. 315. Схема лампового генератора кадровой развертки.

служит трансформатор ТВК, ко вторичной обмотке которого подключены кадровые отклоняющие катушки *КК*. Для получения управляющего напряжения необходимой формы применяются междукаскадные формирующие цепи и вводится отрицательная обратная связь. Частоту колебаний блокинг-генератора можно изменять резнстором *R1* (ручка «частота кадров»). Перемещая движок потенциометра *R3*, изменяют размер изображения по вертикали. Переменным резистором *R8* можно изменять глубину обратной связи и, следовательно, линейность по вертикали.

Схема транзисторного генератора кадровой развертки приведена на рис. 316.

Кадровая развертка содержит три каскада. Задающий генератор кадровой развертки собран на транзисторах *3Т6* и *3Т7*. Транзисторы имеют различные проводимости и вырабатывают напряжение с высокой линейностью и стабильностью частоты с большой величииой амплитуды. Транзистор *3Т7* в данной схеме работает во время обратного хода в режиме насыщения, а во время формирования рабочего хода (линейно-падающего напряжения) в режиме усиления с глубокой отрицательной обратной связью.

Формирование пилообразного иапряжеиия происходит за счет быстрой зарядки конденсаторов *3С27*, *3С28* через открытый транзистор *3Т6* и промежуток база—эмиттер транзистора *3Т7* и медленного разряда их через резисторы *3R46*, *3R40* и промежуток коллектор — база транзистора *Т7*. Условия для протекания тока через транзистор *3Т7* создаются приложенными к цепи его базы постоянным отпирающим напряжением +24 В от источннка питания через резистор *3R44* и напряжением заряженных конденсаторов *3С27* и *3С28*, подаваемым на коллектор траизистора через резисторы *3R46*, *3R40*.

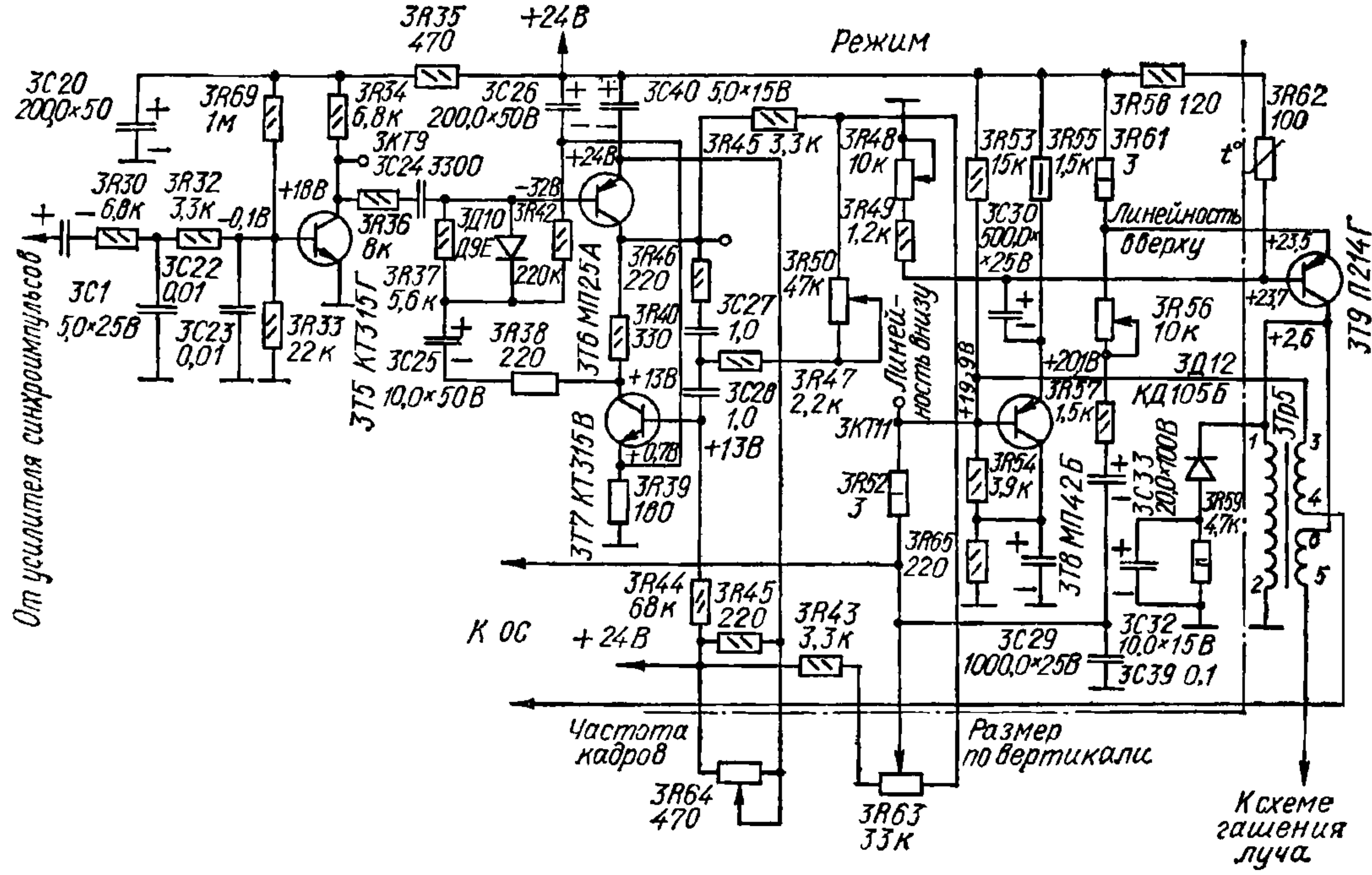


Рис. 316. Схема транзисторного генератора кадровой развертки.

Величина тока коллектора транзистора в широком диапазоне напряжений при постоянном напряжении в цепи его базы почти не зависит от напряжения на его коллекторе, а так как ток коллектора — это ток разряда конденсаторов *3C27*, *3C28*, то его постоянство определяет линейный закон изменения напряжения на конденсаторах.

Транзистор *3T6* во время рабочего хода развертки закрыт положительным напряжением конденсатора *3C25* и в формировании пилообразного напряжения не участвует. Когда напряжение на коллекторе транзистора *3T7* при разряде конденсаторов *3C27*,*3C28* уменьшится до некоторого уровня, при котором еще не возникает нелинейность пилообразного напряжения, транзистор *3T6* открывается, так как положительное запирающее напряжение в цепи его базы уменьшится за счет уменьшения напряжения на конденсаторе *3C25*, при этом происходит лавинообразный процесс увеличения тока транзистора *3T6* и зарядка конденсаторов *3C27*, *3C28* через промежуток база — эмиттер транзистора *3T7*.

Зарядка конденсаторов *3C27*, *3C28* через транзистор *3T6* происходит по экспоненциальному закону, поэтому по мере приближения напряжения на верхней обкладке конденсатора *3C27* к напряжению на конденсаторе *3C40* ток зарядки уменьшается, также уменьшается напряжение промежутка база — эмиттер транзистора *3T7*. Это приводит к уменьшению тока, протекающего через транзистор *3T7*, напряжение на его коллекторе возрастает и через цепочку, образованную элементами *3R38*, *3C25*, *3R37*, поступает в цепь базы транзистора *3T6* и закрывает его.

Ток, проходящий через транзисторы *3T6*,*3T7*, уменьшается, вызывая лавинообразный процесс запирания транзистора *3T6*, в результате чего он резко запирается и начинает формироваться пилообразное напряжение рабочего хода за счет разряда конденсаторов *3C27*, *3C28*.

Частота повторения процесса разряда конденсаторов *C27*, *C28*, т. е. частота кадров, определяется величиной напряжения, до которого могут разряжаться эти конденсаторы, и регулируется потенциометром *3R64* «Частота кадров», с помощью которого изменяется напряжение в цепи эмиттера транзистора *3T6*.

Пилообразное напряжение снимается с делителя напряжения, образованного резисторами *3R43*, *3R63*, *3R67*.

Частота колебаний задающего генератора кадровой развертки синхронизируется импульсами отрицательной полярности, поступающими в цепь базы транзистора *3T6*. Синхронизирующий импульс компенсирует напряжение на базе закрытого транзистора *3T6* и открывает его раньше, чем это произошло бы в процессе разряда конденсаторов *3C27*, *3C28* при отсутствии синхронизации.

С потенциометра *3R63* пилообразное напряжение подается в цепь базы буферного каскада, собранного на транзисторе *3T8* по схеме эмиттерного повторителя.

С эмиттерного повторителя напряжение пилообразно-параболической формы подается на выходной каскад, выполненный на транзисторе *3T9* по схеме с общим эмиттером; режим работы выходного каскада определяется делителем напряжения в цепи его базы, образованным резисторами *3R48*, *3R49*, *3R62*, *3R58*. Потенциометр *3R48* «Режим» позволяет устанавливать требуемое положение рабочей точки на характеристике выходного транзистора, а терморезистор *3R62* осуществляет стабилизацию ее положения при изменении окружающей температуры и при разогреве транзистора *3T9*.

Для обеспечения требуемой линейности изображения по вертикали в цепь эмиттера выходного каскада включен резистор *3R61*, с которого напряжение положительной обратной связи через резисторы *3R56*,

3*R57* и конденсатор 3*C32* поступает в цепь базы транзистора 3*T8*. Линейность изображения в верхней части регулируется потенциометром *R56*.

Для уменьшения выброса напряжения в цепи коллектора выходного транзистора во время обратного хода кадровой развертки в нее включена демпфирующая цепочка, образованная элементами 3*Д12*, 3*C33*, 3*R59*.

Эмиттерный повторитель и выходной каскад кадровой развертки охвачены отрицательной обратной связью, напряжение которой образуется на резисторе 3*R52*, включенном последовательно с отклоняющими кадровыми катушками, и подается в цепь базы транзистора 3*T8*.

14. Автоматические регулировки в телевизорах

В современных телевизорах применяются схемы автоматических регулировок: регулировка яркости (АРЯ), ключевая схема АРУ и инерционная схема строчной синхронизации.

Автоматическая регулировка яркости обеспечивает постоянство яркости изображения на экране кинескопа независимо от контрастности и содержания передаваемого изображения. Простейшая схема АРЯ показана на рис. 317, *а*. Напряжение на потенциометр регулировки яр-

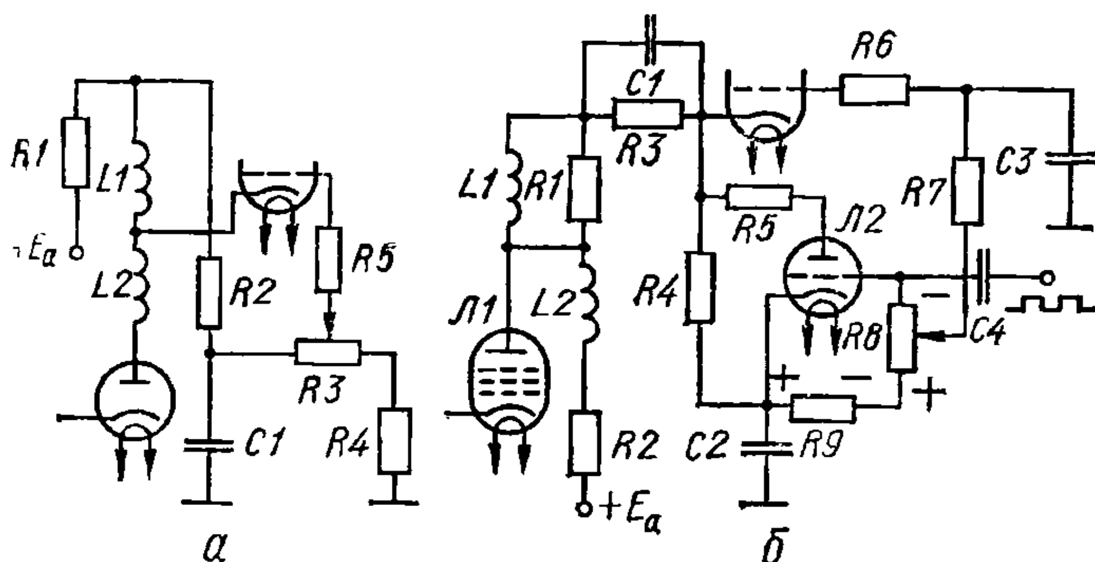


Рис. 317. Схемы АРЯ:
а — простая; *б* — ключевая.

кости *R3* подается с анодной цепи лампы видеоусилителя. При регулировке контрастности одновременно с изменением напряжения на катоде кинескопа изменяется напряжение на его управляющем электроде и разность между этими напряжениями остается неизменной. Постоянство напряжения между управляющим электродом и катодом свидетельствует о неизменной яркости изображения. Недостатком такой схемы является то, что в ней не обеспечивается фиксация уровня черного, поэтому общий фон изображения и полутона получаются искаженными.

Более совершенными являются ключевые схемы АРЯ, одна из которых приведена на рис. 317, *б*. На сетку лампы *Л2* подаются положительные импульсы от специальной обмотки строчного трансформатора. В сеточной цепи *Л2* эти импульсы детектируются. В результате на резисторах *R8* и *R9* образуется напряжение с полярностью «—» к сетке и «+» к катоду. Это напряжение запирает лампу *Л2* во время пауз между импульсами. Пришедший импульс отпирает лампу *Л2*, после чего конденсатор *C2* заряжается через резистор *R5* и анодную цепь лампы *Л2*.

Величина напряжения, до которого успевает зарядиться конденсатор *C2* за время действия входного импульса, зависит от потенциала катода кинескопа. Если в результате изменения контрастности потенциал катода повышается, то возрастает напряжение на конденсаторе *C2*, которое компенсирует увеличение потенциала катода, и яркость остается неизменной. При соответствующем выборе сопротивления резистора *R5* схема надежно фиксирует уровень черного, независимо от содержания передаваемого изображения.

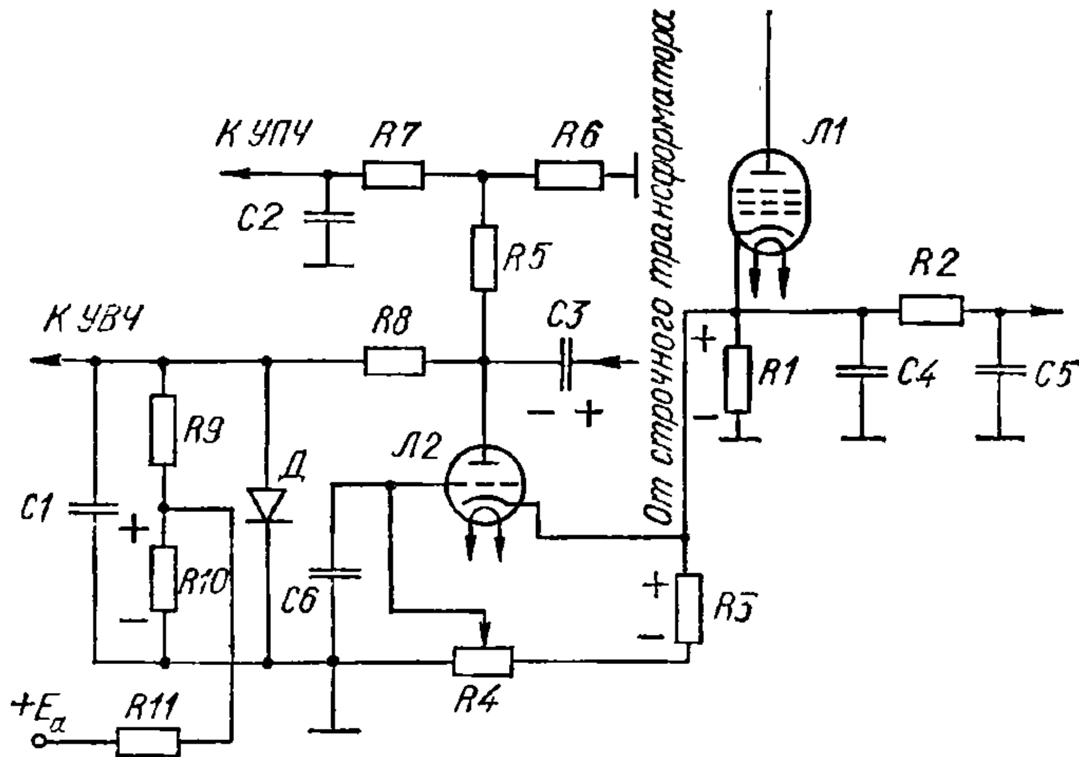


Рис. 318. Ключевая схема АРУ.

Ключевая схема АРУ (рис. 318) обладает высокой помехоустойчивостью и реагирует на быстрые изменения уровня принимаемого сигнала.

На анод лампы *Л2* АРУ поступают положительные импульсы от строчного трансформатора, которые при синхронизации генератора строчной развертки совпадают по фазе со строчными синхроимпульсами. В момент поступления импульса от строчного трансформатора начинается зарядка конденсатора *C3* через открытую лампу *Л2* с полярностью, показанной на рисунке. При отсутствии положительных импульсов в анодной цепи лампа *Л2* заперта напряжением на конденсаторе *C3* и падением напряжения на резисторах *R1*, *R3* и *R4*.

Во время действия отрицательных строчных импульсов телевизионного сигнала катодный ток лампы *Л1* видеоусилителя уменьшается. Это вызывает уменьшение напряжения на резисторах *R1*, *R3* и *R4* и, следовательно, повышение потенциала сетки лампы *Л2*. В этот момент на анод *Л2* поступает положительный импульс обратного хода строчной развертки. В результате одновременного воздействия сигналов на сетку и анод лампа *Л2* отпирается и происходит дозарядка конденсатора *C3*. Величина анодного тока *Л2*, а следовательно, и величина напряжения, до которого заряжается конденсатор, пропорциональны амплитуде синхронизирующих импульсов, т. е. величине сигнала на входе телевизионного приемника. В качестве сигнала АРУ используется напряжение на конденсаторе *C3*, которое подводится к УВЧ и УПЧ.

При малых сигналах на входе приемника отпирается диод *Д* и на сетку лампы УВЧ подается нулевое смещение, соответствующее макси-

мальному усилению. При увеличении сигнала на входе приемника отрицательное напряжение на аноде лампы *Л2* превышает положительное напряжение на резисторе *R10* (*R10* и *R11* образуют делитель напряжения) и диод *Д* запирается.

Вследствие того, что лампа АРУ открыта только во время прохождения строчных синхроимпульсов, помехоустойчивость схемы АРУ сохраняется высокой при малой постоянной времени фильтров *C2R7* и

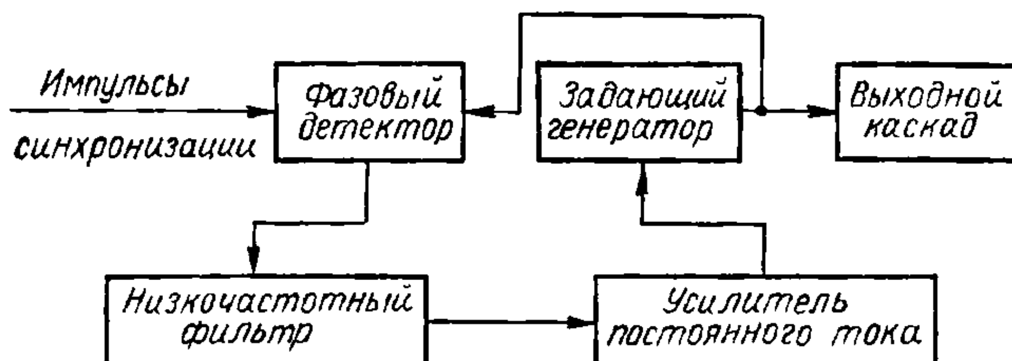


Рис. 319. Структурная схема инерционной синхронизации.

C1R8. Малая постоянная времени обусловливает реакцию схемы АРУ на быстрые изменения уровня сигнала.

Инерционная схема строчной синхронизации основана на автоматическом управлении частотой генератора развертки при помощи фазового детектора. В такой схеме искажения отдельных импульсов синхронизации или воздействие кратковременной помехи практически не влияют на стабильность строчной развертки. Напряжение, управляющее частотой генератора развертки, получается в результате сравнения частоты импульсов синхронизации с частотой напряжения на выходе генератора развертки.

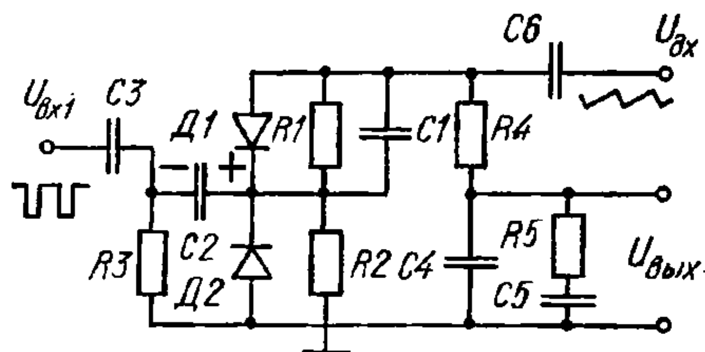


Рис. 320. Схема фазового детектора.

Структурная схема системы инерционной синхронизации показана на рис. 319. На фазовый детектор одновременно воздействуют импульсы синхронизации и пилообразное напряжение строчной развертки. Выходное напряжение фазового детектора пропорционально сдвигу по фазе между входными напряжениями. Низкочастотный фильтр подавляет переменную составляющую выходного напряжения фазового детектора. Постоянное напряжение после усилителя постоянного тока вводится в управляющую цепь задающего генератора развертки и изменяет его частоту до совпадения частот синхронизации и развертки.

Схема фазового детектора и низкочастотного фильтра показана на рис. 320. Через дифференцирующую цепочку *R3C3* и конденсатор *C2* строчные синхроимпульсы подводятся к катодам диодов *Д1* и *Д2*. Пилообразное напряжение развертки вводится в схему через конденсатор *C6*.

Отрицательные синхроимпульсы заряжают конденсатор *C2* до пикового значения с полярностью «+» к катодам диодов. В промежутках между синхроимпульсами диоды *Д1* и *Д2* заперты напряжением на *C2*. Если частоты синхронизирующих импульсов и развертки равны, то в

момент прихода очередного синхроимпульса напряжение обратного хода развертки проходит через нуль. Так как при этом к катодам диодов приложено одинаковое напряжение, то падения напряжения на резисторах *R1* и *R2* равны между собой и равны нулю ($U_{вых} = 0$).

При несовпадении частот входных сигналов в момент прихода очередного синхроимпульса напряжение развертки имеет либо положительную, либо отрицательную полярность. В первом случае открывается диод *Д1* и шунтирует резистор *R1*, во втором — открывается *Д2*, шунтируя резистор *R2*. Величина и знак разностного напряжения $U_{вых}$ зависят от величины и знака фазового сдвига между входными напряжениями. Цепочка *R4C4* — низкочастотный фильтр, цепочка *R5C5* предназначена для ускорения действия автоподстройки.

15. Цветное телевидение

В основе цветного телевидения лежит трехкомпонентная теория цветного восприятия, которая основана на том, что все возможные цвета можно получить сложением трех основных цветов: красного, синего и зеленого.

Принцип передачи и приема системы цветного телевидения с одновременной передачей цветов можно уяснить из схемы, приведенной на

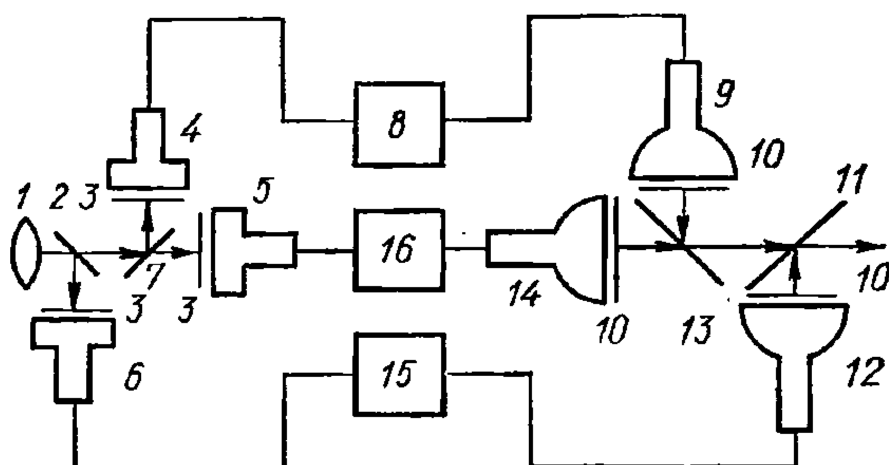


Рис. 321. Система цветного телевидения с одновременной передачей цветов.

рис. 321. Изображение передаваемого объекта одновременно проектируется через объектив *1* на три передающие трубки *4*, *5*, *6*. Разделение цветов осуществляется при помощи полупрозрачных зеркал *2* и *7*. Зеркало *2* отражает красные лучи, которые попадают на передающую трубку *6*, а остальные лучи пропускает; второе зеркало *7* отражает синие лучи к трубке *4*, а зеленые пропускает на трубку *5*. Для предотвращения попадания на передающие трубки посторонних цветов перед трубками устанавливаются светофильтры *3*.

На выходе каждой передающей трубки образуется видеосигнал, соответствующий определенному цвету. Каждый видеосигнал передается отдельным каналом связи *8*, *16*, *15*. В месте приема три изображения необходимо объединить. В данной схеме для этого предусмотрены три кинескопа *9*, *12*, *14* со светофильтрами *10* и полупрозрачные зеркала *11* и *13*.

Описанная система имеет существенные недостатки: применение трех отдельных каналов связи, трех кинескопов и др.

В современных системах цветного телевидения данные недостатки устранены. В СССР в настоящее время применяется система цветного телевидения SECAM.

Система SECAM является совместимой, т. е. она позволяет принимать цветное изображение на обычный телевизор в черно-белом виде и, наоборот, принимать на цветной телевизор передачи черно-белого телевидения. Для обеспечения совместимости передатчик цветного телевидения, кроме сигналов, несущих информацию о цвете, излучает также сигнал, соответствующий черно-белому изображению,— сигнал яркости. Сигналы, применяемые в цветном телевидении, обычно обозначают следующими индексами: R — красный цвет, G — зеленый цвет, B — синий цвет, $У$ — сигнал яркости.

Сигнал яркости может быть получен сложением всех трех основных цветов сигналов R, G и B. Однако вследствие неодинаковой чувствительности глаза к различным цветам, три напряжения, входящие в сигнал яркости, не должны быть равны между собой. Глаз наиболее чувствителен к зеленому цвету, менее чувствителен к красному и еще менее — к синему.

Экспериментально установлено, что относительное содержание R, G и B в яркостном (черно-белом) сигнале $E_У$ соответствует равенству

$$E_У = 0{,}30E_R + 0{,}59E_G + 0{,}11E_B.$$

Данное уравнение показывает, что можно передавать вместо четырех сигналов ($E_У$, E_R, E_G и E_B) только три ($E_У$, E_R и E_B), а четвертый сигнал E_G восстанавливать в телевизоре:

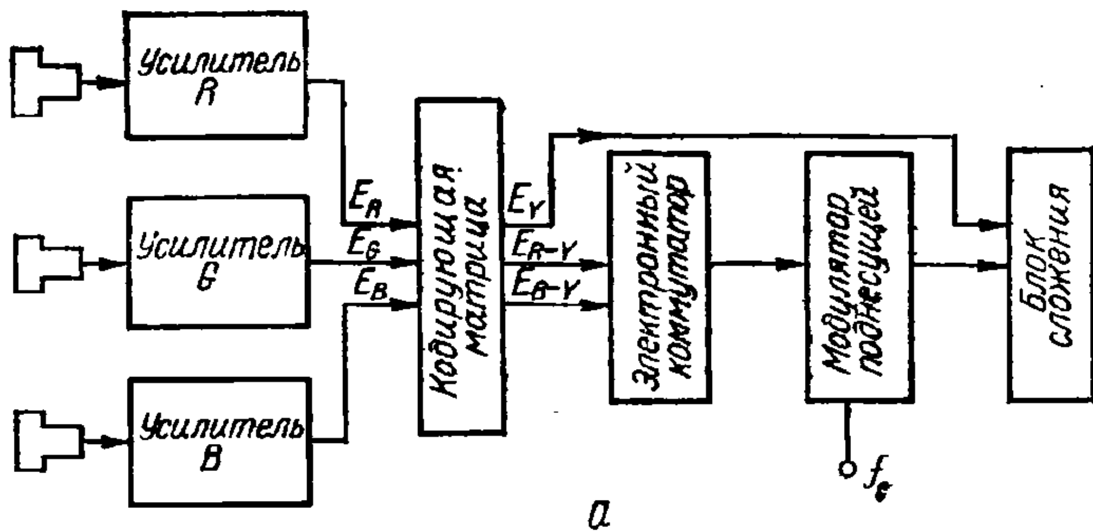
$$E_G = \frac{1}{0{,}59}(E_У - 0{,}11E_B - 0{,}30E_R).$$

На практике более удобно передавать два так называемых цветоразностных сигнала $E_B - E_У$ и $E_R - E_У$, которые содержат в себе сигналы цветности и яркости.

В системе SECAM с целью упрощения системы цветного телевидения цветоразностные сигналы передаются по очереди: в течение времени прохождения одной строки передается только один цветовой сигнал, например, красный, а в течение времени прохождения следующей строки — синий.

В телевизоре для восстановления зеленого сигнала необходимо иметь непрерывные сигналы красного и зеленого цветов. Для этой цели на пути формирования сигналов цветности устанавливается ультразвуковая линия задержки. Время задержки равно времени прохождения одной строки (64 мкс). Таким образом, если в данный момент времени с телецентра передается сигнал $E_R - E_У$, то с выхода линии задержки поступает сигнал $E_B - E_У$, т. е. сигналы красного и синего цветов существуют одновременно.

Упрощенная структурная схема системы показана на рис. 322. Три передающих трубки и соответствующие видеоусилители образуют сигналы E_R, E_G и E_B (рис. 322, *а*). Кодирующая матрица представляет собой схему суммирования электрических сигналов, в результате образуется яркостный сигнал $E_У$; кроме того, в матрице осуществляется вычитание сигналов, в результате которого получаются цветоразностные сигналы $E_B - E_У$ и $E_R - E_У$.



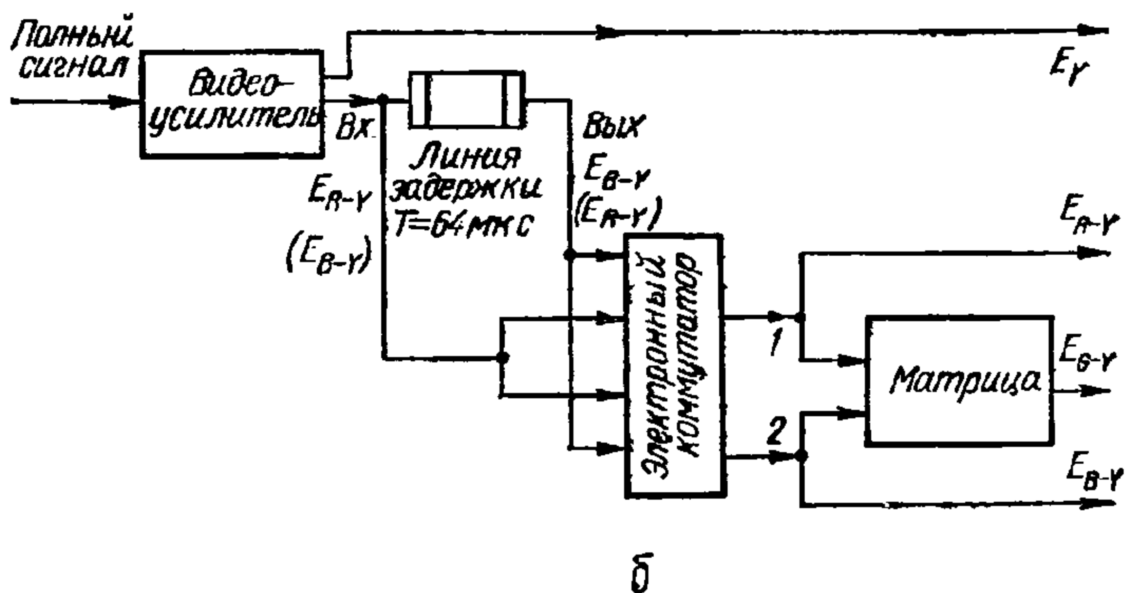


Рис. 322. Структурная схема системы SECAM; *а* — передающая часть; *б* — приемная часть.

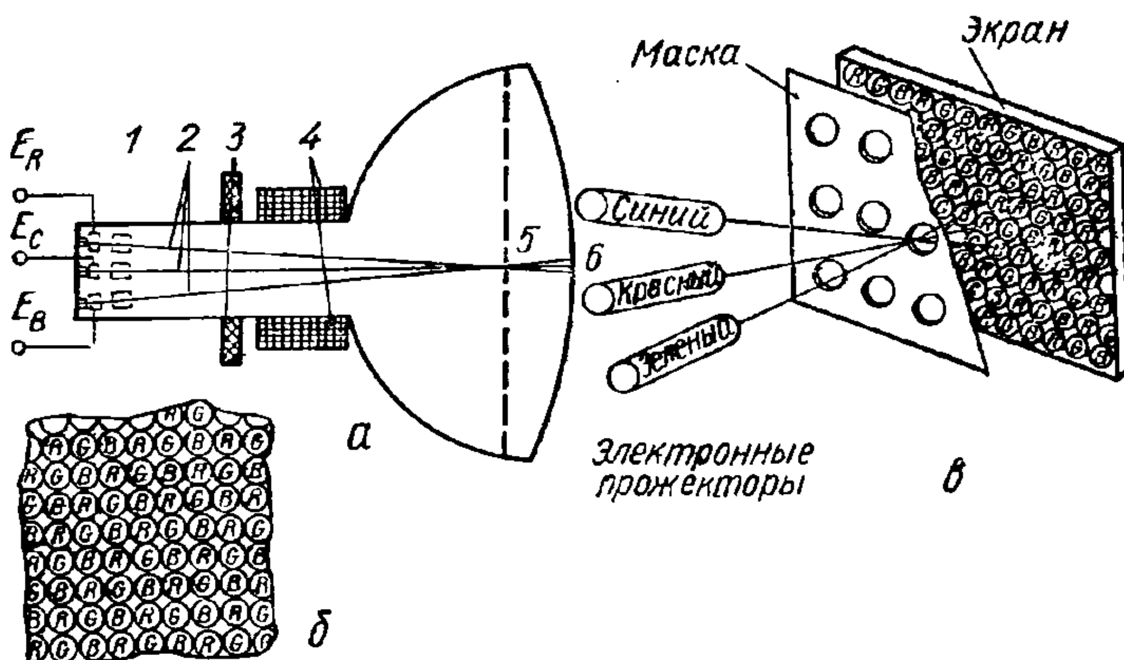


Рис. 323. Устройство цветного кинескопа.

Цветоразностные сигналы через электронный коммутатор подводятся к модулятору поднесущей частоты, в котором осуществляется частотная модуляция поднесущей. Благодаря электронному коммутатору модуляция происходит поочередно сигналами $E_B - E_Y$ и $E_R - E_Y$. В блоке сложения сигналы цветности объедняются с сигналом яркости, после чего полный сигнал поступает на передатчик изображения.

В приемнике (рис. 322, *б*) после видеоусилителя цветоразностные сигналы подаются на линию задержки, а с ее выхода через электронный коммутатор на декодирующую матрицу. Электронный коммутатор в приемнике необходим для того, чтобы на определенные входные клеммы декодирующей матрицы всегда поступал один и тот же цветоразностный сигнал. Декодирующая матрица — это счетно-решающее устройство, в котором по известным значениям $E_R - E_Y$ и $E_B - E_Y$ определяется третий цветоразностный сигнал $E_G - E_Y$. Цветоразностные сигналы и сигнал яркости поступают на цветной кинескоп (рис. 323, *а*).

Экран кинескопа выполняется в внде мозаики, состоящей из зерен люминофора трех тнпов. Зерно каждого типа прн электронной бомбардировке дает свечение красного, синего или зеленого цвета. Зерна образуют на экране повторяющиеся группы из трех точек *R*, *G*, *B* (рис. 323, *б*). В кинескопе (рис. 323, *а*) имеются три электронных прожектора *1*, создающих три электронных луча *2*. Фокусировка осуществляется катушкой *3*. Развертка всех лучей по строкам и кадрам производится одновременно одной общей отклоняющей системой *4*. Для того чтобы каждый электронный луч попадал только на свои точкн люминофора (*R*, *G* или *B*), перед экраном помещена маска *5*, представляющая собой тонкую металлическую пластину с большим количеством отверстий. Цветные зерна нанесены на экране *6* относительно отверстий на маске так, чтобы центр каждого отверстия находился против центра равностороннего треугольннка, в вершинах которого расположены зерна люминофоров *R*, *G* и *B* (рис. 323, *в*). Все три электронных луча сходятся в одной точке в плоскости маски и проходят сквозь ее отверстия, причем каждый электронный луч попадает на зерно одного цвета. Модулнрующие видеосигналы подаются на управляющне электроды электронных прожекторов. Цветное изображение получается при смешении цветов. Например, если на все управляющне электроды подаются одинаковые напряжения, то все три группы люминофоров светятся с одинаковой яркостью и получается белое свечение экрана; если светятся красные и снние зерна, то экран будет пурпурного цвета и т. п.

Вследствие того, что система SECAM совместима с черно-белым телевидением, ее основные параметры соответствуют параметрам стандартной системы черно-белого телевидения: число строк 625, частота полукадров 50 Гц, разность несущих частот изображения и звука 6,5 МГц.

Уменьшение полосы частот при передаче цветного нзображения достигается несколькими путями. Во-первых, используется особенность зрения, состоящая в том, что человеческий глаз плохо различает цвета мелких деталей. Во-вторых, используется дискретность спектра частот телевизионного сигнала: в промежутках между гармониками спектра сигнала яркости размещают спектр частот сигналов цветности.

Основные параметры системы цветного телевидения СССР определены общесоюзным стандартом ГОСТ 19432—74. Основные параметры телевизионных вещательных приемников цветного изображения должны соответствовать ГОСТ 21042—75.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баркан В. Ф., Жданов В. К. Радиоприемные устройства. М., «Советское радио», 1972.
2. Бетин Б. М. Радиопередающие устройства. М., «Высшая школа», 1972.
3. Браммер Ю. А., Пащук И. Н. Импульсная техника. М., «Высшая школа», 1976.
4. Воронков Э. Н., Овечник Ю. А. Основы проектирования усилительных и импульсных схем на транзисторах. М., «Машиностроение», 1973.
5. Жеребцов И. П. Основы электроники. Л., «Энергия», 1974.
6. Екимов В. Д., Павлов К. М. Проектирование радиоприемных устройств. М., «Связь», 1970.
7. Ефимов И. Е. Современная микроэлектроника. М., «Советское радио», 1973.
8. Краткий справочник конструктора радиоэлектронной аппаратуры. Под ред. Р. П. Варламова. М., «Советское радио», 1972.
9. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. Под ред. Р. А. Валитова, И. А. Попова. М., «Советское радио», 1973.
10. Цыкина А. Б. Усилители. М., «Связь», 1972.